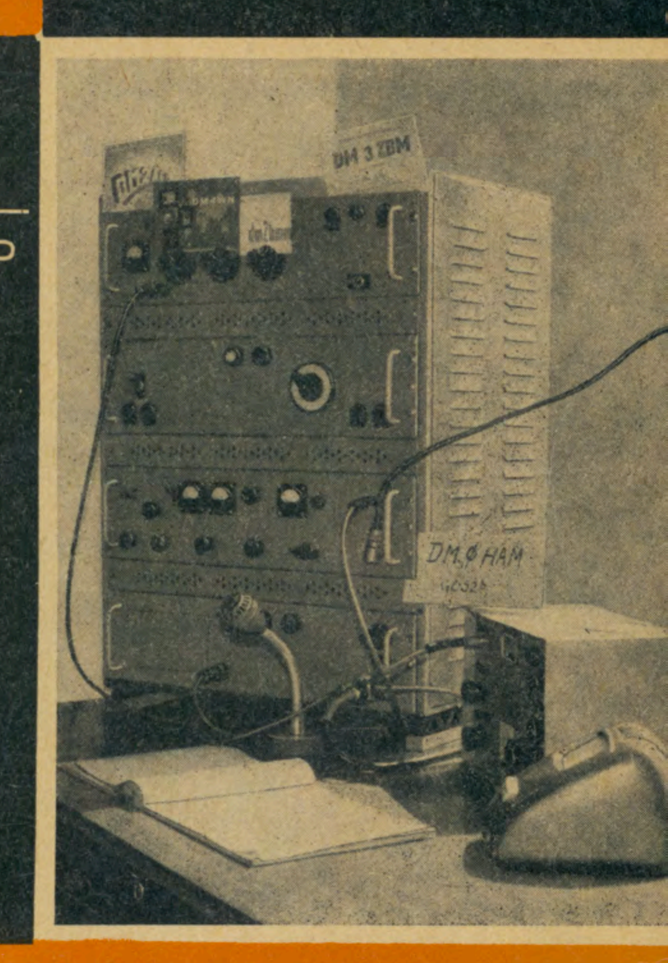
63

DER PRAKTISCHE FUNKAMATEUR



Harry Brauer

Praxis des Kurzwellensenderbaus · Teil II

Der praktische Funkamateur · Band 63

Praxis des Kurzwellensenderbaus Teil II

HARRY BRAUER

Praxis des Kurzwellensenderbaus Teil II



DEUTSCHER MILITÄRVERLAG

Redaktionsschluß: 15. November 1966

1.–15. Tausend
Deutscher Militärverlag, Berlin 1967
Lizenz-Nr. 5
Lektor: Wolfgang Stammler
Titelfoto: Erhard Römer
Typografie: Günter Heunersdorf
Zeichnungen: Erich Böhm
Vorauskorrektor: Marianne Bock · Korrektor: Marianne Bock
Hersteller: Werner Briege
Gesamtherstellung: Druckerei Märkische Volksstimme Potsdam, A 195
1,90

Inhalt

(Abschnitt 1. bis 6. siehe *Praxis des Kurzwellensenderbaus* Teil I, Reihe *Der praktische Funkamateur*, Band 62)

7. Pufferstufen

In Teil I, *Praxis des Kurzwellensenderbaus,* wurden das Herz eines jeden Senders (Oszillator und Endstufe mit ihren vielfältigen Schaltungsvariationen) sowie ein einfacher, kompletter Sender für das 80-m-Band beschrieben. Mit dieser einfachen 2stufigen Sendeanlage lassen sich schon recht gute QSO mit Amateuren aller europäischer Länder abwickeln. Bald wird man aber feststellen, daß an die Frequenzkonstanz keine allzu hohen Anforderungen gestellt werden können. Das ist meistens auf die direkte Ankopplung des Oszillators an die Endstufe zurückzuführen. Jede Änderung des Gitterstroms der Endstufe entspricht einer Änderung des Belastungswiderstands der Oszillatorröhre. Wie bereits in Teil I erläutert wurde, wirken alle anodenseitigen Änderungen einer Röhre auf den Gitterkreis und im Falle einer Oszillatorschaltung auf den Schwingkreis zurück; die Folge ist eine Frequenzverschiebung. Tritt diese beim CW-Betrieb während des Tastens auf, so wird die Gegenstation nicht mehr T 9 melden können. Im eigenen Empfänger läßt sich diese mangelhafte Tonqualität als Chirp feststellen. Zur Prüfung des eigenen ausgestrahlten Signals schließt man an den Senderausgang statt der Sendeantenne eine Glühlampe als künstliche Antenne an. Bei herabgesetzter HF-Verstärkung des Empfängers kann man das eigene Sendesignal abhören und beurteilen. Auch das Telefoniesignal wird bei Rückwirkungen der Endstufe auf den Oszillator qualitativ verschlechtert. Dabei tritt kein Chirp auf, sondern es ergibt sich eine Frequenzmodulation. Das Telefoniesignal hört sich dann rauh und verzerrt an. Außerdem wird die Einstellung des Empfängers auf ein mit Frequenzmodulation behaftetes amplitudenmoduliertes Signal erschwert. Meist meldet dann die Gegenstation, daß sie nicht bei exakter Einstellung auf den Träger, sondern bei Einstellung auf eines der beiden

Seitenbänder am besten aufnehmen kann. Die Rückwirkung hängt stark von der Art der verwendeten Oszillatorschaltung ab. Die Clappschaltung oder ein Super-VFO sind weniger empfindlich als beispielsweise ein ECO. Durch richtige Auswahl der Oszillatorschaltung können die Rückwirkungserscheinungen schon erheblich vermindert werden. Daneben gibt es aber Schaltungsmöglichkeiten, die die genannten Einflüsse auf einen nicht mehr meßbaren

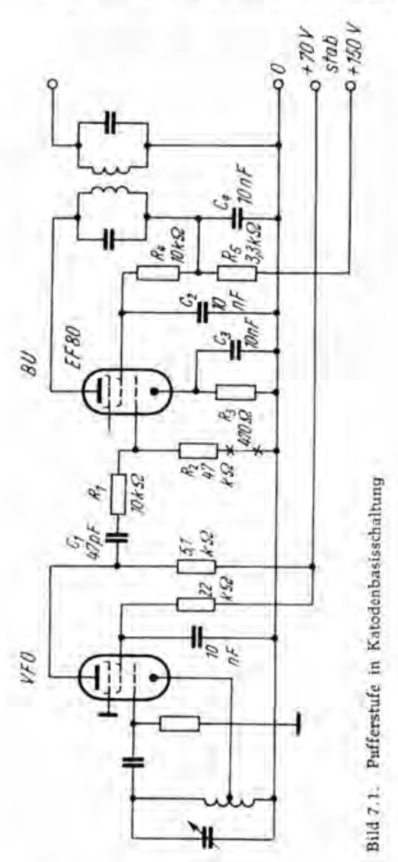


Bild 7.1. Pufferstufe in Katodenbasisschaltung

Wert reduzieren. Zwischen Oszillator- und Endstufe wird eine weitere Stufe eingefügt, deren Hauptaufgabe es ist, eine elektrische Trennung des Oszillators und der Endstufe herbeizuführen. Diese Stufe heißt Pufferstufe (BU). Bild 7.1. zeigt die Schaltung einer BU-Stufe. Damit diese Stufe die Aufgabe der elektrischen Trennung erfüllen kann, darf kein Gitterstrom an der BU-Röhre auftreten. Voraussetzungen dafür sind:

- der Arbeitspunkt muß so gewählt werden, daß die Röhre exakt im A-Betrieb arbeitet;
- die Steuerspannung, die der Oszillator an die BU-Stufe liefert, darf keine Übersteuerung der Röhre hervorrufen. Die Steuerspannung muß also verhältnismäßig klein sein. Da der Gitterstrom einer Röhre bereits bei – 0,5 V einsetzt, darf die Amplitude der Steuerspannung z. B. bei – 3 V Gittervorspannung einen Wert von 2,5 V nicht überschreiten.

Eine Überprüfung der richtigen Einstellung der Puffer-Stufe ist leicht durch Messung der Gittervorspannung und Kontrolle auf Gitterstromfreiheit möglich. Dazu schaltet man zwischen den Gitterableitwiderstand und Masse (Punkt xx in Bild 7.1.) ein Mikroamperemeter (100 μA). An dem Instrument darf bei Ansteuerung durch den Oszillator kein Ausschlag auftreten. Sollte Gitterstrom feststellbar sein, muß die Steuerspannung vermindert werden. Dazu gibt es folgende Möglichkeiten:

a) die Anoden- und Schirmgitterspannung der Oszillatorröhre wird vermindert;

b) man vergrößert das Spannungsteilerverhältnis $R_1 : R_2$, dabei setzt man für R_2 am zweckmäßigsten einen kleineren Wert ein;

c) dem Widerstand R_2 wird ein Kondensator parallelgeschaltet.

Natürlich wird in der Pufferstufe das Signal verstärkt. Der Verstärkungsgrad hängt wie bei jeder Verstärkerstufe, ganz gleich ob für NF oder HF, von den Röhrenkennwerten und vom Außenwiderstand ab;

$$v = \frac{U_a}{U_g} = S \cdot \frac{R_i \cdot R_a}{R_i + R_a} \quad (24)$$

v = Verstärkungsgrad, S = Steilheit im Arbeitspunkt, R_i = Innenwiderstand (dynamisch) der Röhre, R_a = Wechselstromaußenwiderstand (bei Ohmschem Widerstand $R_a = R_a$; bei Drosselkopplung $R_a = R_w + j\omega L$). Da R_i bei Pentoden meist sehr viel größer als R_a ist, kann Formel (24) vereinfacht werden:

$$v = S \cdot R_a. \quad (25)$$

Der Außenwiderstand R_a kann auch ein Schwingkreis, z. B. der Primärkreis eines Bandfilters sein, dessen Bandbreite so groß sein muß, daß das gewünschte Band (z. B. 3500 bis 3800 kHz) hindurchgelassen wird.

Als sehr wirkungsvoll haben sich Pufferstufen in Anodenbasisschaltung (Bild 7.2.) erwiesen. Sie erlauben eine längere, auch abgeschirmte, Zuleitung zur nächsten Röhre, weil der Ausgangswiderstand der Anodenbasisstufe niederohmig ist. Damit wird gleichzeitig erreicht, daß alle Belastungsänderungen noch weit besser vom Oszillator ferngehalten werden, als bei der Pufferstufe in Katodenbasisschaltung. Allerdings ist der Verstärkungsgrad der Anodenbasisstufe < 1. Sie läßt sich nach Formel (26) berechnen:

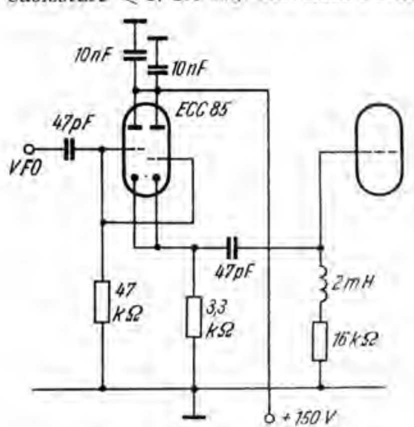


Bild 7.2. Pufferstufe in Anodenbasisschaltung

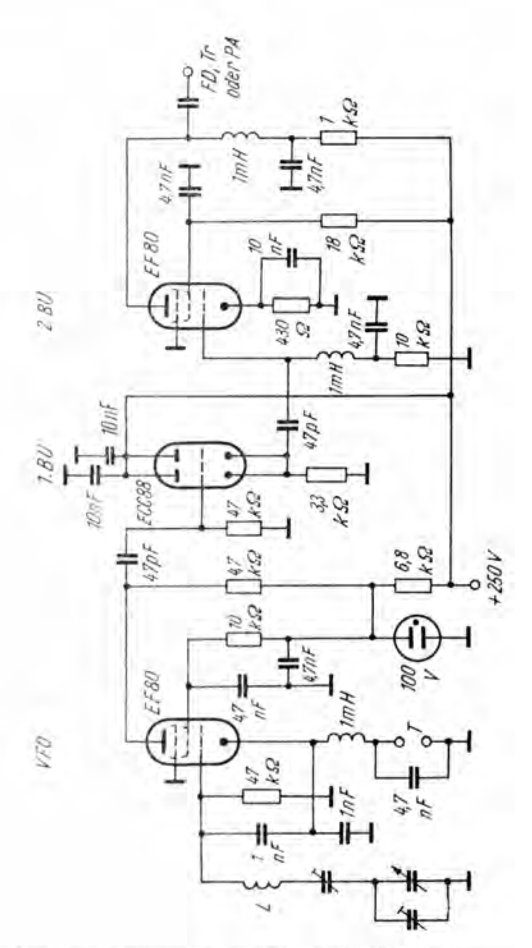


Bild 2.1 Schaltung eines Steuersenders mit VFO und 2 Pufferstufen

$$v = S \cdot \frac{R_p \cdot R_k}{1 + S \cdot R_p} \qquad R_p = \frac{R_i \cdot R_k}{R_i + R_k}. \tag{26}$$

Sind beispielsweise $S = 6\,mA/V$; $R_k = 3{,}3\,k\Omega$; $R_i = 10\,k\Omega$, so wird $R_p = 2{,}48\,k\Omega$ und $v = 0{,}97$.

Häufig geht man noch einen Schritt weiter und ordnet zwei Pufferstufen an. Auf den Oszillator läßt man eine Anodenbasis- und auf diese eine Katodenbasisstufe folgen (Bild 7.3.). Sind die Betriebsspannungen gut stabilisiert, die Pufferstufen richtig eingestellt (kein Gitterstrom) und einwandfrei voneinander abgeschirmt, so kann keine meßbare Rückwirkung mehr auftreten. Hinter der zweiten Pufferstufe steht eine HF-Spannung mit der im Oszillator erzeugten Frequenz zur Verfügung, mit der sich eine kleine PA- oder Treiberstufe aussteuern läßt (Bild 7.4.).

Meist möchte man aber nicht nur auf dem 80-m-Band, sondern auch auf den höherfrequenteren Amateurbändern arbeiten. Es müssen deshalb weitere Zwischenstufen vorgesehen werden, die die Frequenzumwandlungen vornehmen.

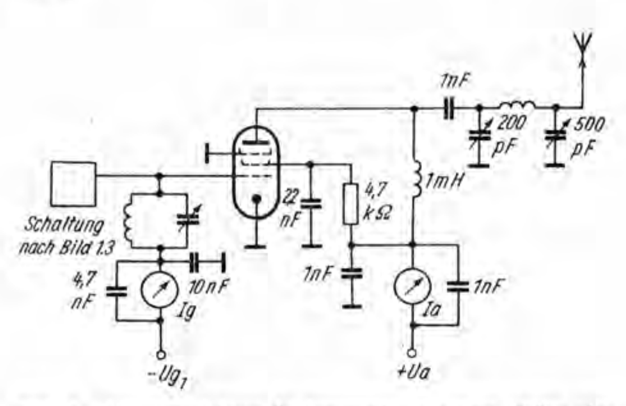


Bild 7.4. Zusammenschaltung des Steuersenders mit einer Treiber- oder PA-Stufe

8. Frequenzvervielfacher

Die Amateurbänder liegen harmonisch zueinander; die höherfrequenteren, für den Amateurfunk zugelassenen Bereiche ergeben sich als ganzzahlige Vielfache eines Teiles des 80-m-Bands, wobei die Bandanfänge immer vom Anfang des 80-m-Bands abzuleiten sind. Das ist für die Senderkonstruktion ein erheblicher Vorteil. Den Oszillator braucht man nicht umzuschalten; die Vervielfachung der Oszillatorfrequenz kann in Zwischenstufen vorgenommen werden. Diese Stufen bezeichnet man entsprechend ihrer Funktion als Frequenzverdoppler (FD), -verdreifacher oder -vervierfacher. Am häufigsten wird verdoppelt. Um jedoch von 3,5 MHz auf das 21-MHz-Band zu gelangen, muß einmal verdoppelt und einmal verdreifacht werden. Vervierfachung wird selten angewendet. Bei Vervierfachung ist der Wirkungsgrad sehr klein. Meist wird dann die Zwischenschaltung einer Verstärkerstufe erforderlich, die sich wegen der möglichen Selbsterregung schwerer beherrschen läßt als ein Verdoppler.
Grundsätzlich gibt es zwei Möglichkeiten der Frequenzverdopplung.

8.1. Push-push-Verdoppler

Eine Doppeltriode wird gitterseitig mit der Grundfrequenz f_0 im Gegentakt angesteuert, während die Anoden parallelgeschaltet sind. Sie speisen einen auf die doppelte Grundfrequenz $2 \cdot f_0$ abgestimmten Schwingkreis (Bild 8.1.).
Die Wirkungsweise dieses Verdopplers läßt sich leicht erklären. Die beiden Halbwellen der Steuerspannung U_1 mit der Frequenz f_0 steuern abwechselnd die Systeme der Doppeltriode auf. Im Anodenkreis C 2, L 3 entsteht dabei jedesmal ein Anodenstromimpuls gleicher Polarität (Bild 8.2.).

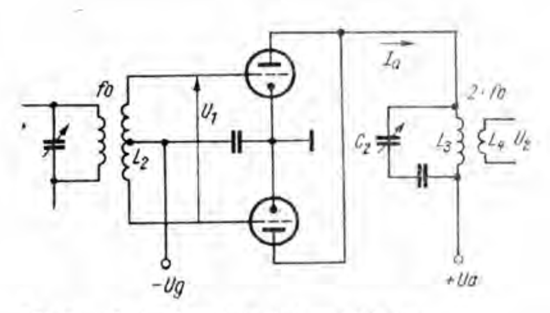


Bild 8.1. Verdopplerstufe in Push-push-Schaltung

Der Anodenkreis wird mit der doppelten Frequenz $2 \cdot f_0$ angeregt und die Grundfrequenz unterdrückt. Die Schaltung zeichnet sich durch einen großen Wirkungsgrad aus. Diesen Vorzügen der Schaltung steht der Nachteil des notwendigen Gegentakteingangs gegenüber, der im Interesse einwandfreier Funktion bei jeder eingestellten Frequenz elektrisch exakt symmetriert sein muß. Die Gittervorspannung U_{g1} wird so groß gewählt, daß die Röhren im B- oder C-Betrieb arbeiten.

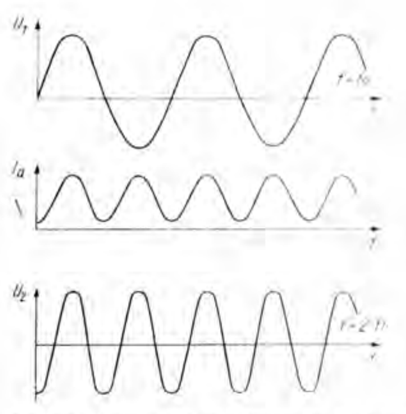


Bild 8.2. Spannungen und Ströme im Push-push-Verdoppler

Der Push-push-Verdoppler kann auch unmittelbar als PA-Stufe arbeiten. Es müssen dafür nicht unbedingt Trioden verwendet werden; ebensogut lassen sich Pentoden einsetzen. Gestaltet man den Anodenkreis umschaltbar, so kann außer auf der doppelten Eingangsfrequenz auch auf der Grundfrequenz gearbeitet werden. Dazu muß man eine der beiden Röhren abschalten (Katodenleitung auftrennen). Die erzielten Ausgangsleistungen sind verschieden groß, da im Geradeausbetrieb nur eine, im Verdopplerbetrieb aber beide Röhren arbeiten.

8.2. Einfache Vervielfacher

Man betreibt eine Röhre durch entsprechende Wahl der Gittervorspannung und der Steuerspannung so, daß die am Gitter wirksame sinusförmige Steuerspannung in der Röhre stark verzerrt wird und als trapezförmige Spannung am Anodenkreis erscheint. Nun enthält bekanntlich jede nichtsinusförmige Wechselspannung außer der Grundfrequenz f_0, aus der sie entstanden ist, ganzzahlige Vielfache derselben ($2f_0$, $3f_0$, $4f_0$, ..., nf_0), die sogenannten Oberwellen (s. dazu Bild 8.3.).
Mit zunehmender Ordnungszahl nimmt die Amplitude der

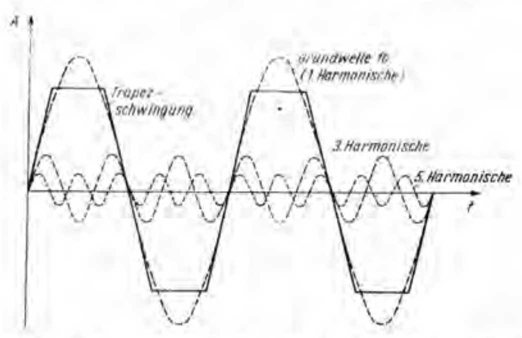


Bild 8.3. Entstehung von Oberwellen aus einer Trapezschwingung (Fourieranalyse)

Oberwellen ab. Wenn die Kurvenform der verzerrten Wechselspannung bekannt ist und sich mathematisch formulieren läßt, können mit Hilfe der Fourieranalyse die Harmonischen nach Ordnungszahl und Amplitude berechnet werden. Da im Anodenkreis des Vervielfachers außer der gewünschten Oberwelle auch die Grundwelle und zahlreiche weitere Oberwellen auftreten, ist es notwendig, den Anodenkreis so selektiv wie möglich zu gestalten; er muß alle nicht erwünschten Frequenzen stark dämpfen. Andernfalls werden diese in den folgenden Stufen verstärkt und schließlich von der Antenne mit abgestrahlt. Daneben tritt dann noch ein weiterer unangenehmer Effekt auf, der die Anzahl der unerwünschten Frequenzen vermehrt, der sogenannte Modulationseffekt. Wird die dem Verdoppler folgende Röhre durch die gewünschte Frequenz ausgesteuert, so tritt an ihrer gekrümmten $I_a - U_{g1}$-Kennlinie eine Modulation (Mischung) aller an ihrem Gitter anliegenden Wechselspannungen auf. Betrachtet man nur die nicht erwünschte Grundfrequenz f_0 und die ebenfalls unerwünschte dritte Harmonische $3 \cdot f_0$, so entstehen durch Mischung mit der Nutzfrequenz $2 \cdot f_0$ zahlreiche Kombinationsfrequenzen, wie z. B.

$2 \cdot f_0 \pm f_0$ ergibt $f_0 + 3 \cdot f_0$,
$2 \cdot f_0 \pm 3 \cdot f_0$ ergibt $f_0 + 5 \cdot f_0$,
$3 \cdot f_0 \pm f_0$ ergibt $2 f_0 + 4 \cdot f_0$.

Wir erhalten also im Anodenkreis der dem Verdoppler folgenden Stufe außer der gewünschten Frequenz $2 \cdot f_0$ auch die unerwünschten Frequenzen f_0 (Grundwelle), $3 \cdot f_0$, $4 \cdot f_0$ und $5 \cdot f_0$ (Oberwellen). Durch das Hintereinanderschalten mehrerer Vervielfacher unter den oben dargestellten Verhälnissen können nahezu unübersehbar viele Mischfrequenzen auftreten. Da mit zunehmender Vervielfachung der relative Frequenzabstand benachbarter Oberwellen immer kleiner, die Bandbreite der Schwingkreise physikalisch bedingt aber immer größer wird, gelingt es schließlich nicht mehr, die unerwünschten Nebenwellen zu unterdrükken. Der Sender ist dann nicht nur auf mehreren Amateur-

bändern gleichzeitig hörbar, sondern es werden auch Frequenzen abgestrahlt, die außerhalb der Amateurbänder liegen. Schwingt der Oszillator beispielsweise auf $f_0 =$ 3500 kHz und wird in zwei aufeinanderfolgenden Verdopplern auf 14 000 kHz vervielfacht, so können durch die beschriebene Mischung am Gitter der PA-Stufe u. a. folgende

$3 \cdot f_0 = 10\,500$ kHz;

$4 \cdot f_0 = 14\,000$ kHz;

$5 \cdot f_0 = 17\,500$ kHz.

Die Selektionsmittel der PA reichen nicht aus, um die der Nutzfrequenz $4 \cdot f_0$ dicht benachbarte fünfte Harmonische 17 500 kHz genügend zu unterdrücken. In der Betrachtung wurden die Verhältnisse vereinfacht. In Wirklichkeit ist die Anzahl der Kombinationsfrequenzen weit größer.

Deshalb sind die früher häufig benutzten Resonanzdrosseln im Anodenkreis der Vervielfacher nicht mehr zu verwenden. Unter einer Resonanzdrossel versteht man eine Spule L_{dr}, die in Verbindung mit der natürlichen Schaltkapazität C_s Resonanz auf der gewünschten Frequenz ergibt. Die Resonanzkurve dieses aus L_{dr} und C_s gebildeten Schwingkreises verläuft so flach, daß eine Nachstimmung über das Amateurband nicht notwendig ist. Der Aufbau und die Bedienung werden durch Resonanzdrosseln also sehr vereineinfacht. Der flache Verlauf der Resonanzkurve läßt jedoch die benachbarten Ober- und Nebenwellen nur wenig geschwächt zur nächsten Stufe gelangen.

Trotz dieser Erkenntnis wurde in der Senderschaltung nach Bild 6.1. in Heft 62 dieser Broschürenreihe zwischen Rö 1 und Rö 2 im Interesse einfachsten Aufbaus die Resonanzdrossel L 1 vorgesehen. In diesem Fall läßt sich diese Schaltung noch vertreten, weil die Senderleistung gering und wegen des Einbandbetriebs der relative Abstand der Oberwellen noch groß genug ist, um eine Abtrennung durch die Selektionsmittel der PA zu erreichen.

8.3. Berechnung röhrenbestückter Vervielfacherstufen

Wie die Fourieranalyse zeigt, ist die Schwingungsform der Wechselspannung dafür entscheidend, welche Oberwellen und mit welcher Amplitude diese auftreten. Der Einstellung des Arbeitspunkts der Vervielfacherstufe kommt damit große Bedeutung zu. Auf jeden Fall muß die am Gitter der FD-Röhre anliegende Sinusspannung verzerrt werden. Der Vervielfacher ist damit nichts anderes als ein Verstärker mit besonders großem Klirrfaktor. Allein die Ausnutzung der Kennlinienkrümmung genügt im allgemeinen nicht. Vielmehr muß man die Gittervorspannung so einstellen, daß die Röhre im B- oder C-Betrieb arbeitet. Bei diesen Betriebsarten werden ganze Abschnitte der Steuerspannung weggeschnitten, wodurch die gewünschten von der Sinusform stark abweichenden Anodenstromimpulse auftreten. Wie aus Bild 8.4. zu erkennen ist, bleiben die schraffierten Abschnitte von 0 bis φ und φ' bis π der Steuerspannung wirkungslos. Der Winkel von φ bis $\pi/2$ heißt Stromflußwinkel Θ. Er ergibt sich aus der Beziehung

$$\cos \Theta = \frac{U_{go}}{\hat{U}_{st}} \tag{27a}$$

bzw.
$$\Theta = \text{arc} \cos \frac{U_{go}}{\hat{U}_{st}}. \tag{27b}$$

Der Stromflußwinkel kann zwischen 0° und 180° liegen. Bild 8.5. zeigt an idealisierter Röhrenkennlinie als Beispiele die Stromflußwinkel $\Theta_1 = 60°$ und $\Theta_2 = 120°$.

Theoretisch und praktisch läßt sich nachweisen, daß der Wirkungsgrad eines Verdopplers am größten ist, wenn der Stromflußwinkel etwa 60° beträgt. Für einen Verdreifacher liegt der günstigste Wert bei ungefähr 40°. Soll vervierfacht werden, muß Θ etwa 30° betragen.

Aus Bild 8.6. kann man für Stromflußwinkel zwischen 0° und 180° die im Gesamtanodenstrom i_a enthaltenen relativen Anteile des Anodengleichstroms i_{a0} sowie der Amplituden der Harmonischen i_{a1} (1. Harmonische, Grund-

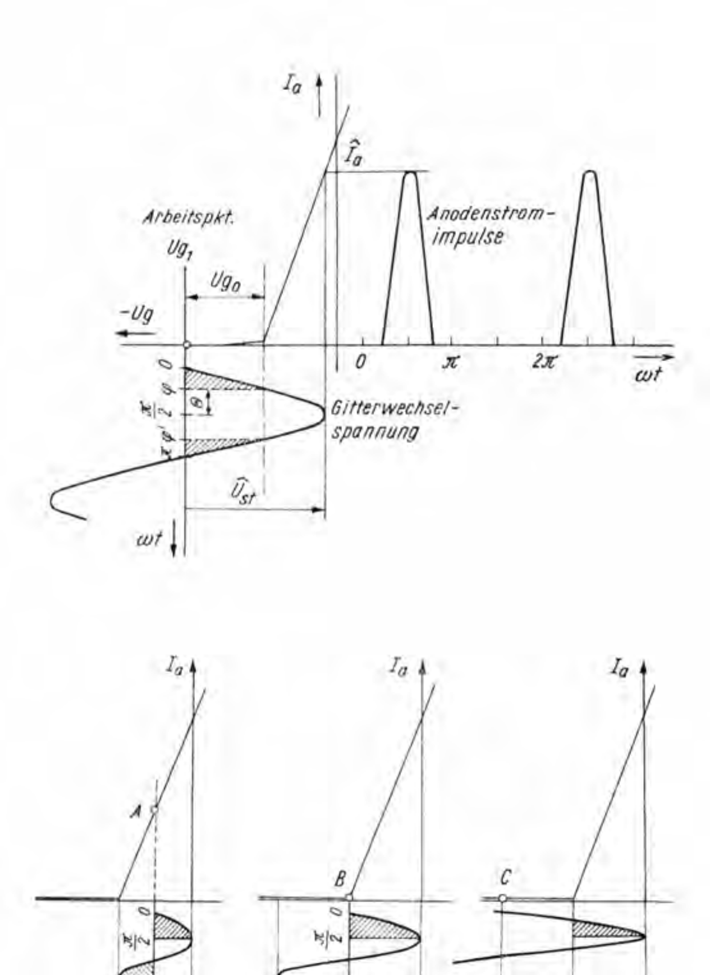


Bild 8.4. Steuerspannung und Anodenstromimpulse im Vervielfacher

welle f_0), i_{a2} (2. Harmonische, 1. Oberwelle $2 \cdot f_0$), i_{a3} (3. Harmonische, 2. Oberwelle $3 \cdot f_0$) und i_{a4} (4. Harmonische, 3. Oberwelle $4 \cdot f_0$) ablesen. Man erkennt, daß sich bei einem Stromflußwinkel von 90° eine Verdreifachung nicht ermöglichen läßt; der Anteil i_{a3} ist Null. Das Gleiche trifft für i_{a4} (Vervierfachung) bei $\Theta = 67°$ zu. Das richtige Einstellen des Vervielfachers ist also von großer Bedeutung.

Dem Praktiker drängt sich jetzt die Frage auf, wie nun eigentlich die Einstellung der Vervielfacherstufen vorgenommen werden muß, um die erläuterten Verhältnisse zu erhalten. Dafür gibt es ein einfaches Verfahren. Als Grundregel gilt, daß die negative Gittervorspannung eines Verdopplers 1,5- bis 2mal und die eines Verdreifachers 2,5- bis 3mal so groß sein soll wie für die Einstellung der Röhre auf B-Betrieb. Die Gittervorspannung U_{gB} für B-Einstellung läßt sich aus der Röhrenkennlinie ablesen. Dazu verlängert man den geradlinigen Teil der $U_a - U_{g1}$-Kennlinie bis zum Schnitt mit der x-Achse. Der Schnittpunkt gibt die erforderliche Vorspannung an. Mit Formel (28) ist auch die rechnerische Ermittlung leicht möglich

$$-U_{gB} \approx \frac{I_a}{S} + |U_{gA}| \qquad (28)$$

I_a = Anodenstrom bei A-Betrieb (Röhrentabelle) in mA,
S = Steilheit in mA/V,
U_{gA} = Gittervorspannung für A-Betrieb.

Beispiel

Aus der Röhrentabelle liest man für die EF 80 ab: $U_{gA} = -3{,}5$ V, $I_a = 10$ mA, S = 6,8 mA/V.

Für B-Betrieb erhält man dann mit Formel (28)

$-U_{gB} = 10$ mA/6,8 mA/V + 3,5 V = 5 V; also U_g auf −5 V einstellen.

Für die EL 83 ergeben sich $U_{gA} = -5{,}5$ V, $I_a = 36$ mA, S = 10,5 mA/V $-U_{gB} = 9$ V; also Gittervorspannung auf −9 V einstellen.

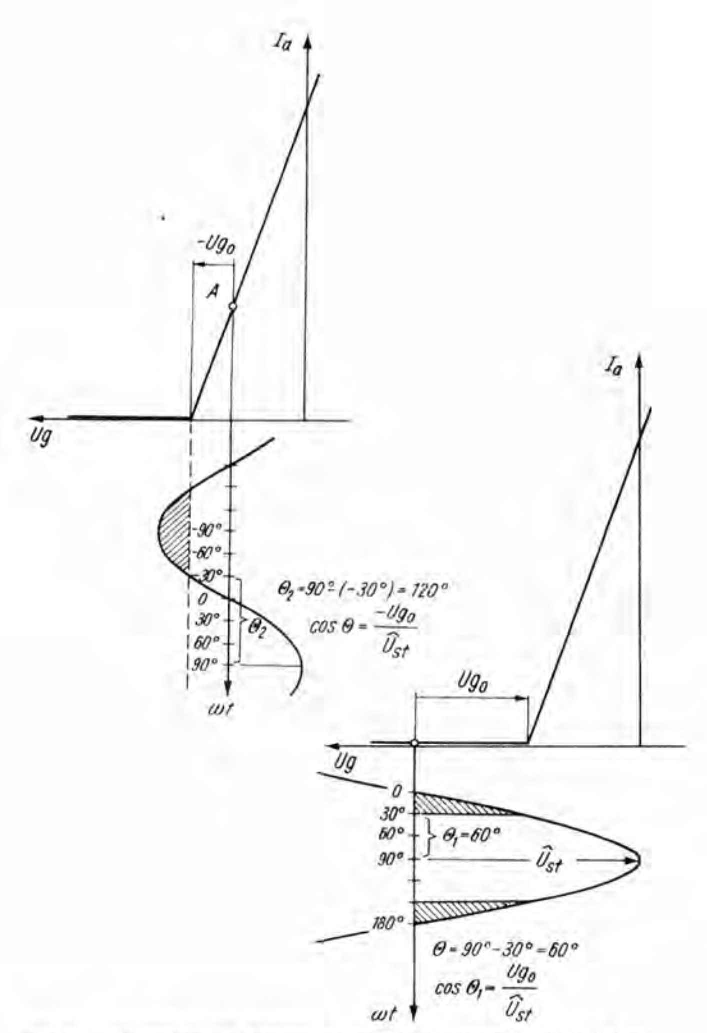


Bild 8.5. Darstellung zur Bestimmung des Stromflußwinkels. In der linken Darstellung steuert nur ein Teil der positiven Halbwelle der Gitterwechselspannung, in der rechten Darstellung die ganze positive und ein Teil der negativen Halbwelle den Anodenstrom

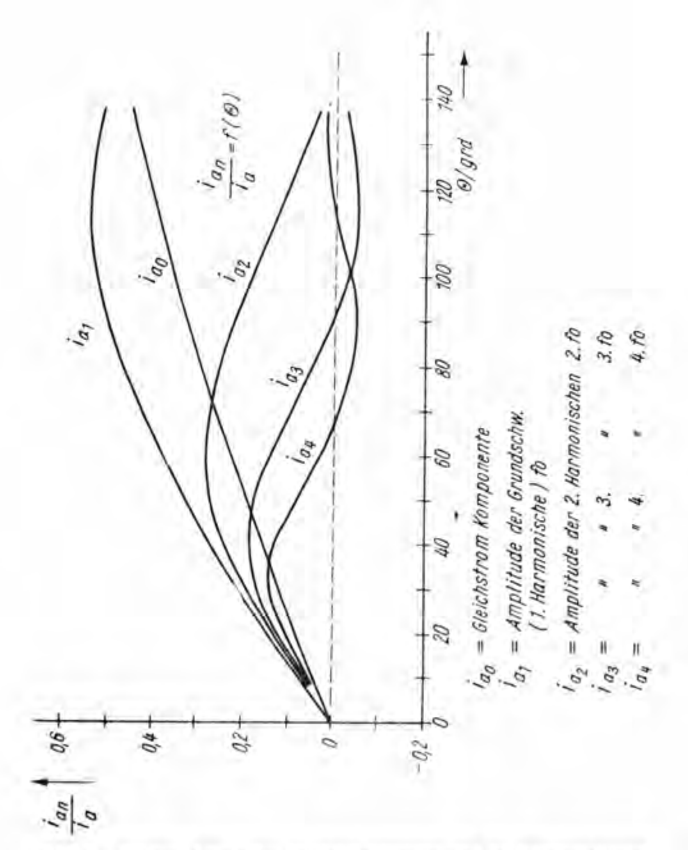


Bild 8.6. Relative Anteile des Anodengleichstroms und der Stromamplituden der Harmonischen im Gesamtanodenstrom als Funktion des Stromflußwinkels

Sollen diese Röhren als Verdoppler oder als Verdreifacher arbeiten, so müßte man folgende Einstellungen vornehmen:

Röhre	als Verdoppler	als Verdreifacher
EF 80	U_{g1} −10 V	U_{g1} −15 V
EL 83	U_{g1} −18 V	U_{g1} −27 V

Diese verhältnismäßig großen negativen Gittervorspannungen setzen voraus, daß von der vorhergehenden Stufe genügend große Steuerspannung bereitgestellt werden kann. Um den Vervielfacher auszusteuern, muß die Amplitude der Gitterwechselspannung ebenso groß wie die negative Gitterspannung sein. Für den Verdreifacher mit der EL 83 wird also eine Steuerspannung von $\hat{U}_{st} = 27$ V, bzw. bei sinusförmiger Spannung ein Effektivwert von $U_{st} = 19$ V benötigt. – Ein in die Anodenzuleitung des Vervielfachers eingeschalteter Strommesser zeigt bei Ansteuerung der Röhre einen konstanten Strom an. Dieser angezeigte Wert ist ein Mittelwert I_{a0}. Je größer der Stromflußwinkel ist, desto größer sind sowohl die stromlosen Zeiten als auch der Spitzenwert $\hat{I}_a$ der Anodenstromimpulse (Bild 8.7.).
Mit kleiner werdendem Stromflußwinkel wird also das Verhältnis $\hat{I}_a/I_{a0}$ größer. Bei $\Theta = 90°$ (B-Betrieb) beträgt I_{a0} etwa $1/3\hat{I}_a$, bzw. $\hat{I}_a$ ist dreimal so groß wie der vom Anodenstrommesser angezeigte Mittelwert I_{a0}. Bild 8.8. zeigt das Verhältnis $\hat{I}_a/I_{a0}$ als Funktion des Stromflußwinkels Θ.
Jede Röhrenkatode darf nur mit einem bestimmten Maximalwert I_{kmax} belastet werden, den man aus den Röhrentabellen ersehen kann. Er beträgt für die EF 80 15 mA und für die EL 83 70 mA.
Für überschlägige Berechnungen können die Gitterströme vernachlässigt und $I_k = I_a$ gesetzt werden.
Bei Verwendung einer EF 80 in einer Verdopplerstufe ergeben sich nunmehr folgende Verhältnisse:
Tabellenwert für $I_{kmax} = 15$ mA, U_{g1} für Verdoppler $= -10$ V, Stromflußwinkel $\Theta = 60°$, aus Bild 8.8. wird

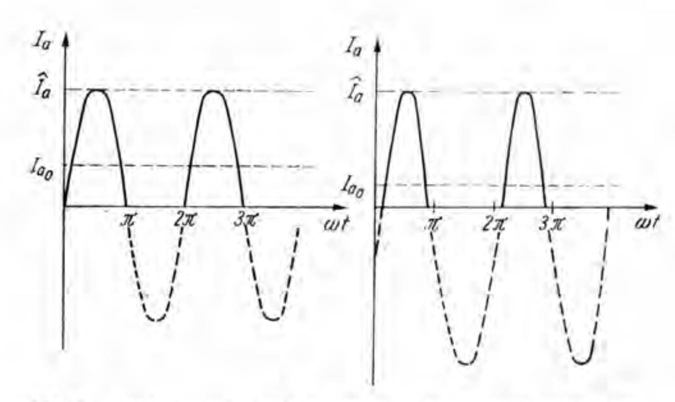


Bild 8.7. Anodenstromamplitude und mittlerer Anodenstrom bei zwei verschiedenen Stromflußwinkeln. Je größer der Stromflußwinkel, desto größer auch die Stromamplitude bezogen auf den mittleren Anodenstrom

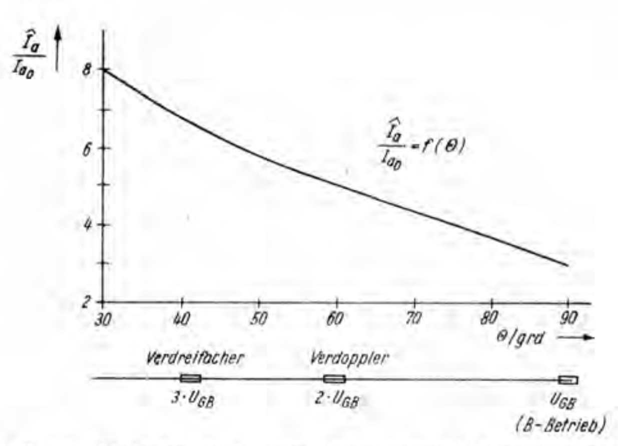


Bild 8.8. Maximaler Anodenstrom (Stromamplitude) bezogen auf den mittleren Anodenstrom (Gleichstrom) als Funktion des Stromflußwinkels

$I_3/I_{a0} = 5$ abgelesen; also darf $I_{a0} = \frac{15 mA}{5} = 3$ mA betragen. Das entspricht bei $U_a = 250$ V einem Input von 0,75 W. Davon stehen beim Verdoppler etwa 40 % als HF-Nutzleistung zur Verfügung. Der Wirkungsgrad eines Verdreifachers ist geringer, er liegt bei 30 %.

Die dargestellten Verhältnisse lassen erkennen, daß die Verwendung möglichst steiler Röhren in den Vervielfacherstufen von Vorteil ist; sie benötigen nur kleine Steuerspannungen. Die Leistung der Röhren sollte man nicht größer wählen als unbedingt notwendig. Das kommt der Verminderung von TVI und BCI zugute. Geringe Leistung der Vervielfacher erfordert jedoch zur Aussteuerung leistungsfähiger Endstufen eine sogenannte Treiberstufe, die als Verstärker zwischen Vervielfacherteil und PA-Stufe des Senders zu schalten ist.

9. Treiberstufen

Die Treiberstufe stellt nichts anderes als eine Verstärkerstufe dar, die die vom Vervielfacher oder von der Pufferstufe gelieferte HF-Spannung verstärken muß, damit die Endstufe ausgesteuert werden kann. Da in der Endstufe Gitterstrom fließt, ist eine Steuerleistung erforderlich. Diese kann je nach PA-Röhre Bruchteile von einem Watt bis zu einigen Watt betragen. Gitterbasisstufen als PA brauchen sogar Steuerleistungen bis zu 100 W.

Die Treiberröhre ist wegen der notwendigen Leistungsabgabe eine Leistungsröhre, etwa vom Typ EL 83, LV 3 oder für sehr leistungsstarke Endröhren auch eine SRS 552.

Aus ökonomischen Gründen werden die Treiberstufen meist im B-Betrieb gefahren; auch C-Betrieb wird gelegentlich angewendet. Davon sollte man aber heutzutage abgehen. Wie aus dem vorhergehenden Abschnitt und besonders aus Bild 8.6. ersichtlich ist, wird die Bildung von Oberwellen gefördert, wenn man mit kleinem Stromflußwinkel arbeitet. Da wir die Ausstrahlungen unseres Senders ober- und nebenwellenfrei halten müssen, empfiehlt es sich, die Bildung von Oberwellen durch geeignete Arbeitspunkteinstellung der Verstärkerstufen (Treiber und PA) einzuschränken. Am besten wäre dafür der A-Betrieb geeignet ($\Theta = 180°$). Das hieße aber, die Röhren ständig, also auch in den Tastpausen, mit großer Verlustleistung zu betreiben und sich mit einem kleinen Wirkungsgrad zu begnügen. Dieser Betrieb ist unökonomisch, es wird viel Wärme im Gerät erzeugt.

Wie man aus Bild 8.6. ersieht, dürfte eine Arbeitspunkteinstellung auf $\Theta = 90°$ bis $120°$ ebenfalls noch geeignet sein; die Einstellung liegt zwischen A- und B-Betrieb. Hier beträgt der Anodenruhestrom (Röhre nicht angesteuert) etwa 30 % des für A-Betrieb angegebenen Wertes. Diese soge-

nannte AB-Einstellung ist in Einseitenbandsendern übrigens Voraussetzung für eine einwandfreie Funktion.

In der Treiberstufe sind Gitter- und Anodenkreis grundsätzlich auf die gleiche Frequenz abgestimmt. Dadurch erfolgt eine wirksame Unterdrückung der über die FD-Stufen bis zum Treiber gelangten Harmonischen und Mischfrequenzen, die keinesfalls die Antenne erreichen dürfen. Leider besteht aber auch die Gefahr der Selbsterregung über die Gitter-Anoden-Kapazität. Es ist deshalb notwendig, Gitter- sowie Anodenkreis sorgfältig gegeneinander abzuschirmen, aber auch die Röhrenanschlüsse an der Röhrenfassung und alle zu den Kreisen gehörenden Zuleitungen in die Abschirmmaßnahmen einzubeziehen. Sollten trotzdem Selbsterregungserscheinungen auftreten, muß die Stufe neutralisiert werden. Wie das vor sich geht, wurde bereits in Band 62, Abschnitt 3.1. erläutert; ferner sind in Abschnitt 4.3. weitere Hinweise zu finden.

In Bild 9.1. ist eine Treiberstufe in ihrer schaltungstechnischen Ausführung dargestellt. Im Gitterkreis liegen Bandfilterkreise, die auf das jeweils mit dem Schalter eingestellte Band abgestimmt wurden. Diese Kreise sind induktiv über die Spulen L' mit den zugehörigen Vervielfachern gekoppelt. Der Anodenkreis des Treibers, zugleich Gitterkreis der PA, ist als Collinsfilter ausgeführt. Das Collinsfilter wirkt als Tiefpaß, so daß in der Treiberröhre entstandene Oberwellen wirkungsvoll unterdrückt werden.

Häufig wird dieses Filter falsch dimensioniert. Um auf allen Bändern genügend Ansteuerung für die PA zu erhalten, ist es notwendig, daß zwei Bedingungen erfüllt sind:

- das L–C-Verhältnis muß auf allen Bändern annähernd gleich groß sein;
- das durch C 1, C 2 gegebene Transformationsverhältnis muß konstant bleiben.

Es ist deshalb erforderlich, für jedes Band eine Spule vorzusehen und diese beiderseitig umzuschalten. Der Filterkondensator C 2 muß auf den höheren Bändern kleiner sein als auf den niederfrequenteren. Man erkennt die Staffe-

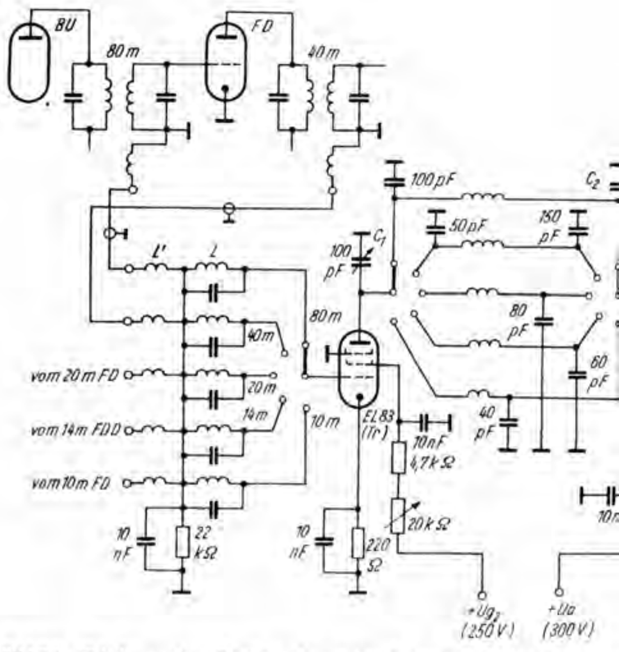


Bild 9.1. Schaltung einer Treiberstufe mit der Röhre EL 83; P_1 ist der verstellbare Widerstand von 20 kΩ in der Schirmgitterleitung der EL 83

lung von 250 pF im 80-m-Band bis herab auf 40 pF für das 10-m-Band.

Die Induktivität der Spulen hat so groß zu sein, daß sich bei Resonanzeinstellung mit C 1 auf allen Bändern nahezu das gleiche Verhältnis C 2 : C 1 ergibt.

Mit dem Potentiometer P 1 kann man die Verstärkung der Treiberröhre und damit die Ansteuerung der PA in gewissen Grenzen verändern.

In Ermangelung eines geeigneten, ausreichend belastbaren Potentiometers lassen sich auch ein Stufenschalter und Festwiderstände verwenden.

10. Bereichwechsel

Bei der Besprechung der Treiberstufe wurde bereits auf die Umschaltung zum Erfassen der Amateurbänder eingegangen. Die Umschaltung muß jedoch außer der Treiberstufe auch die Zwischenstufen und die Endstufe erfassen.
Früher sah man in jeder Stufe des Senders steckbare Spulen vor, die beim Bereichwechsel ausgetauscht werden mußten. Diese Methode war zwar im technischen Aufwand recht einfach, aber auch umständlich und konnte leicht zu Verwechslungen der auszutauschenden Spulen führen. Später ging man dazu über, die Spulenumschaltung durch Schalter vorzunehmen. In beiden Fällen mußten aber die Zwischenkreise durch Drehkondensatoren einzeln auf Resonanz abgestimmt werden, um den folgenden Röhren ausreichend große Steuerspannungen anbieten zu können. Obwohl Schaltungen dieser Art noch vor einigen Jahren in der Amateurliteratur beschrieben wurden [9], muß man diese Lösungen als veraltet ablehnen. Es wird deshalb auf die Wiedergabe eines Schaltungsbeispiels mit Einzelkreisabstimmung verzichtet. Ebenso abzuleiten sind fest auf Bandmitte abgestimmte Zwischenkreise mit Resonanzdrosseln.

10.1. Einknopfvervielfacher

Eine zweckmäßige Lösung stellt der Einknopfvervielfacher dar [10]. Ähnlich wie in Mehrkreisempfängern werden alle Zwischenstufen gemeinsam durch einen Vielfachdrehko auf Resonanz abgestimmt. Wie Bild 10.1. zeigt, muß man jedes Drehkondensatorpaket durch Serien- und Parallelkondensatoren elektrisch so verkürzen, daß sich ein brauchbares L/C-Verhältnis ergibt und Gleichlauf zwischen allen Zwischenkreisen besteht.

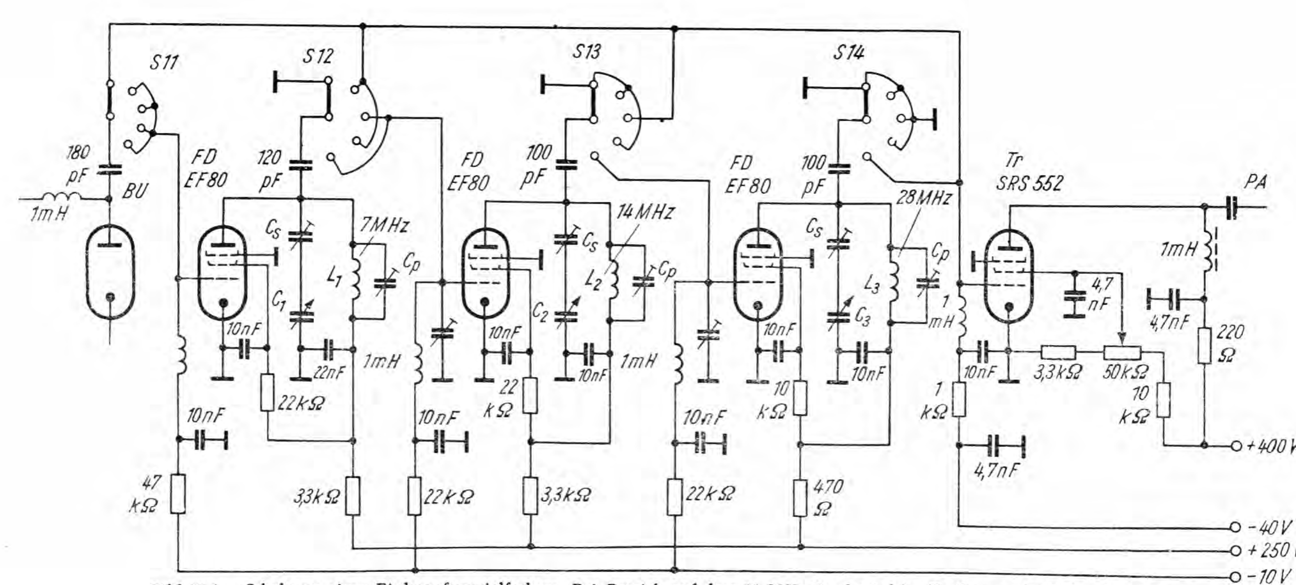


Bild 10.1. Schaltung eines Einknopfvervielfachers. Bei Betrieb auf dem 21-MHz-Band wird im Treiber verdreifacht; besser ist es, eine EL 83 als Verdreifacher zusätzlich einzufügen

Es ist nicht ganz einfach, diese beiden Forderungen zu erfüllen. Man geht von dem Kreis aus, der den größten Frequenzbereich überstreichen muß. Das ist der Kreis für das 80-m-Band mit dem Frequenzverhältnis $f_2 : f_1 = 3,8 : 3,5 = 1,086 : 1$.

Zwischen allen Kreisen muß Gleichlauf herrschen. Es ist deshalb notwendig, die Schwingkreise für die höheren Bänder so auszulegen, daß durch sie der 80-m-Bereich multipliziert mit dem Vervielfachungsfaktor erfaßt wird, also im

	MHz	MHz	
40-m-Band :	(3,8 bis 3,5) · 2 =	7,6 bis 7,0	entspr. 1,086 : 1
20-m-Band :	(3,8 bis 3,5) · 4 =	15,2 bis 14,0	entspr. 1,086 : 1
14-m-Band :	(3,8 bis 3,5) · 6 =	22,8 bis 21,0	entspr. 1,086 : 1
10-m-Band :	(3,8 bis 3,5) · 8 =	30,4 bis 28,0	entspr. 1,086 : 1

Da auf allen Bändern das gleiche Frequenzverhältnis vorliegt, empfiehlt sich, im Interesse einer dem Amateur zugänglichen, einfachen Berechnungsmöglichkeit, in allen Kreisen die gleichen Kapazitäten einzusetzen. Die Kreiskapazität darf einerseits nicht zu groß werden, weil sich sonst ein ungünstiges L/C-Verhältnis auf den höheren Bändern ergibt; andererseits kann man ein Minimum der Kreiskapazität nicht unterschreiten, da sich durch den Bandschalter und durch die teilweise langen Leitungen zum Schalter bereits eine erhebliche Schaltkapazität gebildet hat.

Erfahrungsgemäß kann man die Schaltkapazität C_{sch} mit 20 pF ansetzen. Hinzu kommen die Anoden-Katoden-Kapazität der Vervielfacherröhren mit 3 pF und die Gitter-Katoden-Kapazität der Treiberröhre mit 14 pF. Zum Abgleich der Kreise wird noch eine Trimmerkapazität C_p gebraucht, für die ein Mittelwert von 10 pF genügt. In Verbindung mit der Anfangskapazität C_a des Drehkondensators, die mit 10 pF angenommen wird, liegt damit eine Minimalkapazität der Kreise C_{min} von $(20 + 3 + 14 + 10 + 10)$ pF = 57 pF vor, die durch den Trimmer C_p zwischen etwa 50 und 60 pF variiert werden kann.

Die Endkapazität C_{max} der Kreise steht damit ebenfalls fest, sie ist

$$C_{max} = C_{min} \cdot \left(\frac{f_2}{f_1}\right)^2 ; \quad \frac{f_2}{f_1} = 1{,}086 ; \qquad \left(\frac{f_2}{f_1}\right)^2 = 1{,}41 ;$$

$$C_{max} = 57\ \text{pF} \cdot 1{,}41 \approx 80\ \text{pF} .$$

Je nach der Kapazität des Vielfachkondensators $C_1, C_2, \ldots$ muß C_s so gewählt werden, daß sich mit dem Drehkondensator die erforderliche Kapazitätsvariation ergibt; in unserem Falle also
$\Delta C = 80\ \text{pF} - 57\ \text{pF} = 23\ \text{pF}$.
Die Anfangskapazität des Drehkondensators wurde mit 10 pF angenommen. Somit muß die Endkapazität $C_e = 10\ \text{pF} + 23\ \text{pF} = 33\ \text{pF}$ betragen.
Hat man einen Drehkondensator mit einer Kapazität von beispielsweise 10 ··· 100 pF, so ist ihm ein Serienkondensator C_s von etwa 45 pF vorzuschalten. Dieser verkürzt die Drehkondensatorkapazität auf

$$C_a' = \frac{C_s \cdot C_a}{C_s + C_a} = \frac{45 \cdot 10}{45 + 10}\ \text{pF} = 8\ \text{pF und}$$

$$C_e' = \frac{C_s \cdot C_e}{C_s + C_e} = \frac{45 \cdot 100}{45 + 100}\ \text{pF} = 31\ \text{pF} .$$

Damit ergibt sich zwar $\Delta C = 31\ \text{pF} - 8\ \text{pF} = 23\ \text{pF}$, aber die Anfangskapazität ist nicht mehr 10 pF, wie angesetzt, sondern nur noch 8 pF.
Diese geringe Differenz kann ohne weiteres durch den Trimmer C_p ausgeglichen werden.
Die Induktivitäten erhält man in üblicher Weise durch Anwendung der Thomsonschen Gleichung oder einer aus dieser entwickelten zugeschnittenen Größengleichung, wie beispielsweise

$$\boxed{L = \frac{25330}{f_a^2 \cdot C_e} ;}$$

L in μH, C in pF, f in MHz.
Für das 80-m-Band ergibt sich damit eine Schwingkreisinduktivität

$$L_{80} = \frac{25330}{3{,}5^2 \cdot 80} = 26\,\mu H$$ und für das 10 m-Band

$$L_{10} = \frac{25330}{28^2 \cdot 80} = 0{,}4\,\mu H.$$

Für C_p eignen sich am besten Lufttrimmer; leider sind sie aber nur schwer zu beschaffen. Man wird deshalb zu den bekannten keramischen Scheibentrimmern greifen, wie „Hescho B 4/20 TGL 68-133" oder die vielfach noch vorhandenen älteren Ausführungen
„Hescho Ko 2496 oder Ko 3371".
C_s muß man durch die Parallelschaltung eines Festkondensators und eines Trimmers, in unserem Beispiel etwa durch 32 pF fest und Ko 2497 (5 ··· 27 pF) oder Ko 3371 (7 ··· 20 pF), bzw. B 4/20 TGL 68-103 (4 ··· 20 pF) verwirklichen.
Für die Spulen nimmt man Zylinderkörper mit KW-Ferritkern.
Für den Drehkondensator läßt sich auch eine für Rundfunkempfänger übliche Ausführung benutzen. Diese haben meist eine Kapazität von etwa 20 ··· 460 pF. Hier müßte man einen Serienkondensator C_s von 39 pF hinzuschalten. Wie man leicht nachrechnen kann, wird $C'_e = 36$ pF und $C'_a = 13$ pF. Es ist wieder $\Delta C = 23$ pF.
Je nach dem, welche Kreise man in die Einknopfabstimmung einbezieht, braucht man einen 4-, 5- oder 6fach-Drehkondensator, dessen Beschaffung wohl die größten Schwierigkeiten bereiten dürfte. Im übrigen ist es durchaus möglich, auch den Oszillator- und den Treiberkreis in die Einknopfabstimmung einzubeziehen.
Noch ein Wort zur Schaltung in Bild 10.1. Die starke Drehkondensatorverkürzung durch C_s bewirkt eine Dehnung des unteren Bereichs zwischen 3500 und 3800 kHz. Das ist im Hinblick auf die höheren Bänder von Vorteil (Bild 10.2.).
Bei Betrieb auf 80 m gelangt das Signal über den Schalter S 1 von der Pufferstufe zum Gitter des Treibers. Wenn man auf 40 m umschaltet, wird der erste Verdoppler (Rö 3)

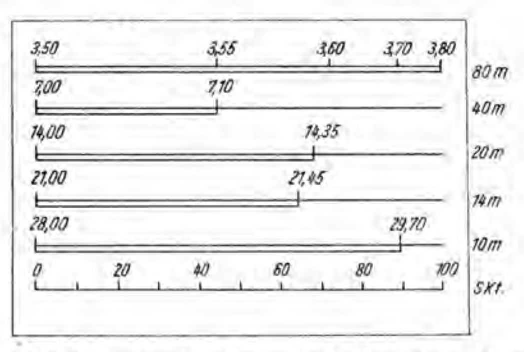


Bild 10.2. Skaleneichung bei starker Drehkondensatorverkürzung. Die höheren Frequenzbänder erscheinen gedehnt, womit sich eine leichtere Einstellmöglichkeit ergibt

zwischengeschaltet. Da die Eingangskapazität der Verdopplerröhre (EF 80) kleiner ist als die der Treiberröhre (SRS 552), wurde zum Kapazitätsausgleich am Gitter der EF 80 ein Trimmer angeordnet. Ebenso wurde bei den anderen Vervielfacherstufen verfahren. Der Abgleich der Kreise muß beim 80-m-Band beginnen. Hat man auf 40 m geschaltet, ist der Anodenkreis des ersten Verdopplers abzugleichen. Im 20-m-Band wird der Anodenkreis des zweiten Verdopplers (Rö 4) eingestellt und der am Gitter dieser Röhre liegende Trimmer so einreguliert, daß der Anodenkreis des ersten Verdopplers, dem jetzt nicht mehr die Eingangskapazität der Treiberröhre parallelliegt, wieder in Gleichlauf kommt. In den anderen Stufen verfährt man entsprechend: gewünschtes Band einschalten, Anodenkreis der Vervielfacherstufe abgleichen, auf das nächsthöhere Band umschalten und Gittertrimmer einstellen. Es hat wenig Wert, planlos an den Abgleichorganen herumzudrehen; man muß systematisch vorgehen. Ohne Griddipper kommt man kaum zum Ziel; mit diesem werden alle Kreise vorabgeglichen. Für den Feinabgleich muß man die Anoden- und Schirmgitterspanung der PA-Stufe abschalten und die einzelnen Kreise auf maximalen Gitterstrom der PA, der am

Instrument I abgelesen wird, einstellen. Gleichlauf aller Kreise muß sowohl an den Bandanfängen als auch an den Bandenden erreicht werden. Deshalb ist es nützlich, daß man die Funktion der Parallel- und Serientrimmer erkannt hat.

Eine Verkleinerung der Serienkapazität C_s engt den überstrichenen Frequenzbereich ein und läßt die untere Grenzfrequenz ansteigen. Die obere Grenzfrequenz wird nur unwesentlich beeinflußt. Eine Vergrößerung der Kapazität des Paralleltrimmers C_p engt ebenfalls den Frequenzbereich ein, beeinflußt jedoch die untere Grenzfrequenz nur wenig; die obere Grenzfrequenz wird dagegen nach tieferen Werten verschoben.

Beispiel: Der Oszillator- und der Anodenkreis des Treibers überstreichen bei Einstellung auf das 80-m-Band den Bereich 3499 ··· 3801 kHz. Da alle Stufen in Gleichlauf gebracht werden müssen, bedeutet das für den Anodenkreis des 2. Verdopplers (20-m-Band) ein zu überstreichendes Intervall von 4 · (3499 ··· 3801) kHz = 13 996 bis 15 204 kHz. Angenommen, der in Frage kommende Anodenkreis erfaßt beim Durchdrehen des Drehkondensators den Bereich 14 000 bis 14 900 kHz, so muß man

a) den Serientrimmer auf einen größeren Wert einstellen, wodurch das Intervall nach unten geschoben und gleichzeitig erweitert wird (z. B. 13 700 bis 14 800 kHz);

b) den Paralleltrimmer ebenfalls auf einen kleineren Wert stellen, was auch zu einer Verbreiterung des Intervalls mit gleichzeitiger Verschiebung nach höheren Frequenzen führt (z. B. 14 000 bis 15 000 kHz).

Wie aus den Zahlen zu erkennen ist, wirkt sich a) vor allem am unteren, b) dagegen am oberen Bandende aus.

Gelingt ein Abgleich nicht, so muß die Induktivität der Spule geändert werden (KW-Eisenkernspulen vorsehen oder Windungszahl ändern).

10.2. Bandfiltervervielfacher

Der Aufwand an Abstimmitteln ist beim Einknopfvervielfacher beträchtlich. Es wurde deshalb mit Erfolg versucht, fest abgestimmte Bandfilter in den Verfielfacherstufen einzusetzen. Durch feste Kopplung und Bedämpfung der Bandfilterkreise ist es möglich, die Bandbreite so zu vergrößern, daß die verhältnismäßig schmalen Amateurbänder ausreichend gut übertragen werden. Lediglich im 80-m- und 10-m-Band muß man mit einem merklichen Zuwachs an Durchlaßdämpfung an den Bandgrenzen rechnen. Auch ergibt sich etwa in Bandmitte auf Grund der überkritischen Kopplung der Kreise ein entsprechender Verstärkungsrückgang, der jedoch in den nachfolgenden Stufen wieder ausgeglichen wird.

Bild 10.3. zeigt eine typische Durchlaßkurve eines 80-m-Bandfilters.

In der Literatur findet man zahlreiche Beschreibungen für Bandfiltervervielfacher [11, 12, 13, 14]. Allen Schaltungen ist gemeinsam, daß zwischen den Stufen zweikreisige Bandfilter angeordnet sind. Unterschiede finden sich lediglich in der Auskopplung des gewünschten Bandes auf die Treiberstufe. Entweder liegen die Sekundärkreise der Bandfilter an Schaltern (Bild 10.4.), oder jeder Sekundärkreis ist mit einer Koppelspule versehen (Bild 10.5.). Im ersten Fall sind wegen der unterschiedlichen Eingangskapazitäten von Treiber- und FD-Röhren ähnliche Abgleichmittel erforderlich, wie sie beim Einknopfvervielfacher beschrieben wurden. Man findet deshalb am Gitter der Vervielfacherröhren Trimmer, durch die der Kapazitätsausgleich bewirkt wird. Alle von den Schaltern abgehenden Leitungen führen relativ große HF-Spannungen; sie müssen deshalb so kurz wie möglich gehalten werden. Das bedingt einen gedrängten Aufbau des Vervielfachers.

Die zweite Variante mit Koppelspulen ist günstiger, weil die niederohmige Auskopplung

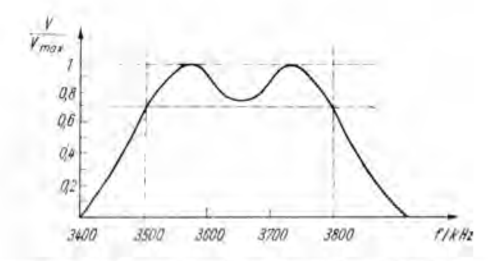


Bild 10.3. Prinzipieller Verlauf einer Bandfilter-Durchlaßkurve für Kurzwellen-Sender

Bild 10.4. Bandfiltervervielfacher mit niederohmiger Auskopplung aus den Filtern

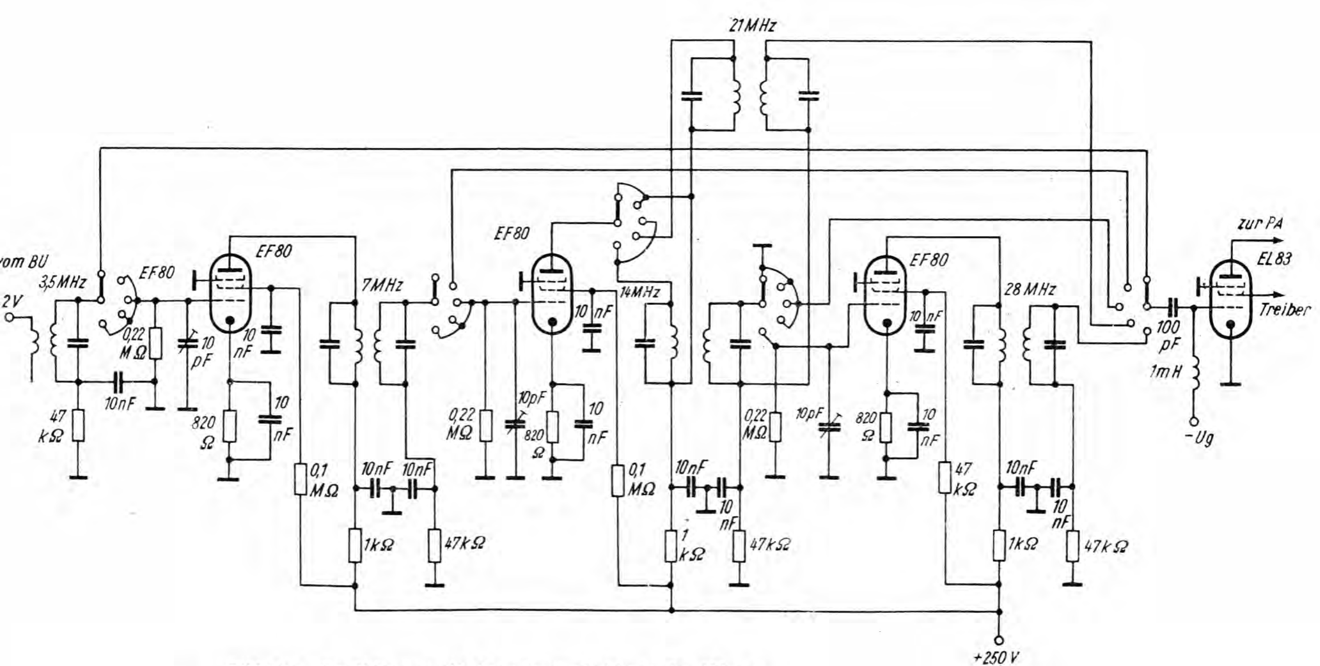


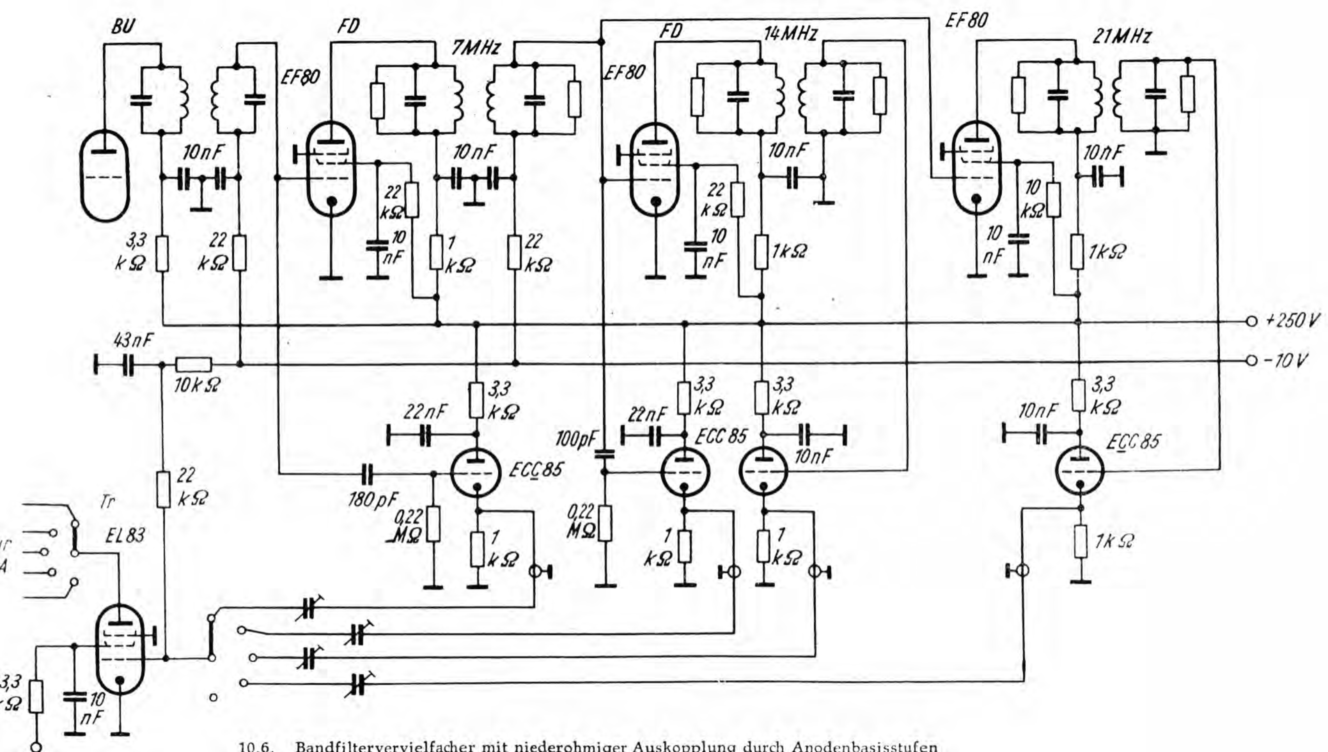
Bild 10.5. Bandfiltervervielfacher mit umschaltbaren Bandfiltern

- längere Verbindungsleitungen zuläßt, für die man ohne Nachteil HF-Koaxialkabel verwenden kann,
- einen Schalter mit nur einer Schaltebene erfordert und
- dreikreisige Bandfilter zwischen Vervielfacher und Treiber ergibt.

Die dreikreisigen Filter werden durch die zwischen den FD-Stufen und dem am Gitter des Treibers liegenden Resonanzkreis gebildet. Dadurch ergibt sich eine gute Nebenwellendämpfung, die durch die niederohmige induktive Kopplung unterstützt wird. Allerdings ist die am dritten Kreis auftretende Resonanzspannung merklich kleiner als am zweiten Kreis der Filter. Um die Treiberstufe genügend aussteuern zu können, müssen die Vervielfacherstufen entweder eine größere Anodenspannung erhalten, oder man muß eine steile Treiberröhre verwenden, die mit geringer Steuerspannung auskommt.

Die Koppelspulen wickelt man auf das kalte Ende der zugehörigen Sekundärkreisspulen der Filter.

Eine interessante niederohmige Auskopplung auf die Treiberröhre hat DM 2 AOA in [15] angegeben. Wie man in Bild 10.6. erkennt, liegen die Sekundärkreise der Bandfilter sowohl am Gitter der folgenden FD-Stufe als auch am Gitter einer als Anodenbasisstufe geschalteten Triode. Aus den Katoden dieser Trenn- und Transformationsröhren wird das Signal auf das Gitter der Treiberröhre gebracht. Wegen der niederohmigen Auskopplung ist die Länge der Zuleitungen von den Trennröhren zur Treiberröhre unkritisch; man kann HF-Koaxialkabel verwenden. Die in diesen Zuleitungen liegenden Trimmer gestatten die Einstellung gleicher Steuerspannungen auf allen Bändern. Die Trimmer müssen am Ende der abgeschirmten Zuleitungen, also in unmittelbarer Nähe des Bandschalters, angeordnet werden. Andernfalls bilden die Trimmer- und die Kabelkapazität einen Spannungsteiler für die Steuerspannung. Ist die Kabelkapazität dreimal so groß wie die Kapazität des Trimmers, würde bei der beschriebenen falschen Anordnung nur noch ein Viertel der HF-Spannung am Gitter des Treibers wirksam werden.



10.6. Bandfiltervervielfacher mit niederohmiger Auskopplung durch Anodenbasisstufen

Häufig bereitet dem Erbauer eines Amateursenders die konstruktive Ausführung der Bandfilter erhebliche Schwierigkeiten. Unzweckmäßige Spulenanordnungen führten nicht selten zu Mißerfolgen, so daß man hin und wieder die Meinung hört, Bandfiltervervielfacher seien nur schwer zu einwandfreier Funktion zu bringen.
Die Ursachen der Mißerfolge waren meist die auf einem Spulenkörper in etwa 1 bis 5 mm Abstand angeordneten Bandfilterspulen. Der Abgleich erfolgte durch Eisenkerne. Bei dem geringen gegenseitigen Spulenabstand wirkte sich jede Verstellung eines Kernes auf beide Kreise aus. So änderte sich die Resonanzfrequenz sowohl des Primär- als auch des Sekundärkreises. Darüber hinaus wurde der Kopplungsgrad beeinflußt. Die Abgleichbemühungen ließen sich dadurch zu keinem befriedigenden Abschluß bringen. Besser ist deshalb die Anordnung der Filterspulen auf getrennten Spulenkörpern, die man nebeneinander auf eine gemeinsame Grundplatte klebt. Eine der beiden Spulen kann in ein Langloch der Grundplatte eingesetzt werden, das eine horizontale Verschiebung der Spule zum Zwecke der Kopplungsgradänderung erlaubt (Bild 10.7.).
Statt der veränderlichen induktiven Kopplung findet man auch häufig eine kapazitive. Die Spulen sind dann gegeneinander abzuschirmen und die Kopplung durch veränderliche Kondensatoren (Trimmer) vorzunehmen (Bild 10.8.).

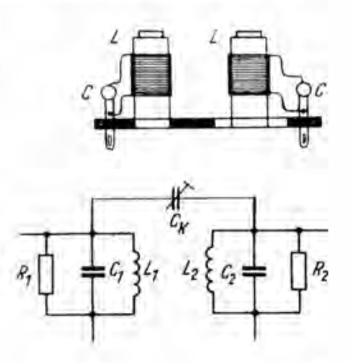


Bild 10.7.
Anordnung der Bandfilterspulen bei induktiver Kopplung. Eine Spule wird zur Kopplungsgradänderung in eine Langloch eingesetzt

Bild 10.8.
Bandfilter mit kapazitiver Kopplung

Die Möglichkeit der Kopplungsgradänderung ist deshalb wichtig, weil der Kopplungsgrad neben der Kreisdämpfung die Durchlaßkurve und damit die Bandbreite in entscheidendem Maße bestimmt. Für Empfängerbandfilter wünscht man sich kleine Bandbreite mit steilen Flanken der Durchlaßkurve. Das erreicht man durch kritische Kopplung und große Güte der Kreise. Für unseren Bandfiltersender brauchen wir eine sehr große Bandbreite (im 80-m-Band etwa 300 kHz), die nur durch eine feste Kopplung (überkritische

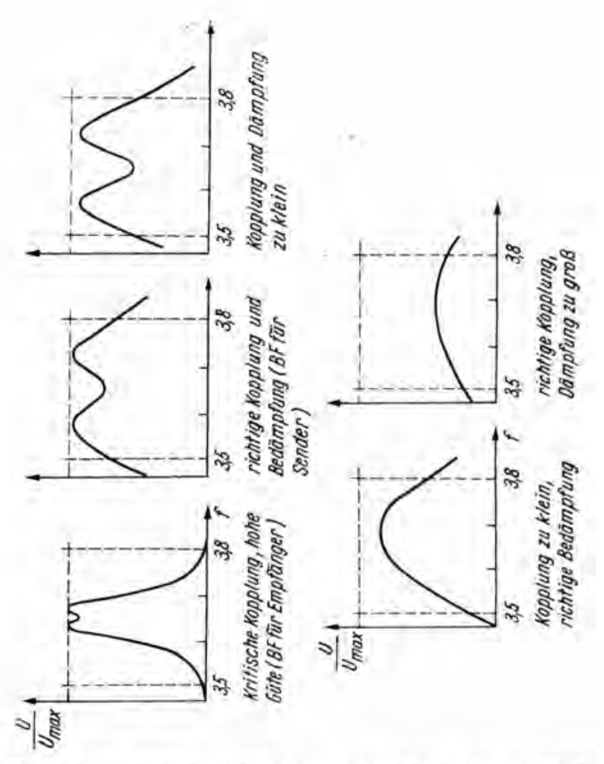


Bild 10.9. Der Einfluß von Kopplungsgrad und Bedämpfung auf die Durchlaßkurve eines Bandfilters

Kopplung) und Bedämpfung der Bandfilterkreise zu verwirklichen ist. Das richtige Verhältnis zwischen Kopplungsgrad und Dämpfung wird man meist durch einige Versuche ermitteln müssen. Eine feste Kopplung bei großer Kreisgüte ergibt eine stark eingesattelte Kurve. Vergrößert man bei fester Kopplung die Dämpfung, so verschwindet zwar die Einsattelung, aber an den Bandgrenzen ist der Kurvenverlauf zu flach, und die Resonanzspannungen sind zu klein. Bild 10.9. zeigt einige typische Kurvenverläufe, die als Anhaltspunkt für die Abgleicharbeit dienen können.
Für die Spulen verwendet man am besten Polystyrol-Zylinderkörper von 6 bis 10 mm Durchmesser mit Abgleichkernen aus einer für den Kurzwellenbereich geeigneten Masse. Die Abgleichorgane (Spulenkerne, Trimmer) müssen selbstverständlich auch nach dem Einbau in das Senderchassis leicht erreichbar sein. Vor dem Einbau gleicht man zweckmäßig grob mit dem Griddipper ab. Dazu muß man den Kreisen eine kleine Kapazität parallelschalten, die die Schaltkapazität nachbildet (etwa 10 bis 15 pF).
DM 2 ATA schlägt folgende Bauteilwerte vor (die Werte für das 10-m-Band und die Drahtstärken wurden vom Verfasser angegeben):

Band m	Kapazität C1/C2 pF	Induktivität L1/L2 µH	Drahtdurchmesser CuL mm	Koppelkapazität C_k pF	Dämpfungswiderstand R1/R2 kΩ
80	50	28	0,2	6 bis 9	12
40	100	4,25	0,2	3 bis 4	20
20	50	1,8	0,4	3 bis 5	15
14	50	0,81	0,5	3 bis 5	15
10	30	0,7	0,6	5 bis 8	15

Bild 10.10. zeigt den praktischen Aufbau eines Filters mit induktiver Kopplung. In diesem Fall wird der Abgleich mit variablen Zylinderkondensatoren (auf der Montageplatte stehend) vorgenommen. Man erkennt auf dem Bild zwei Spulen mit vertikaler Spulenachse und zwei weitere, hori-

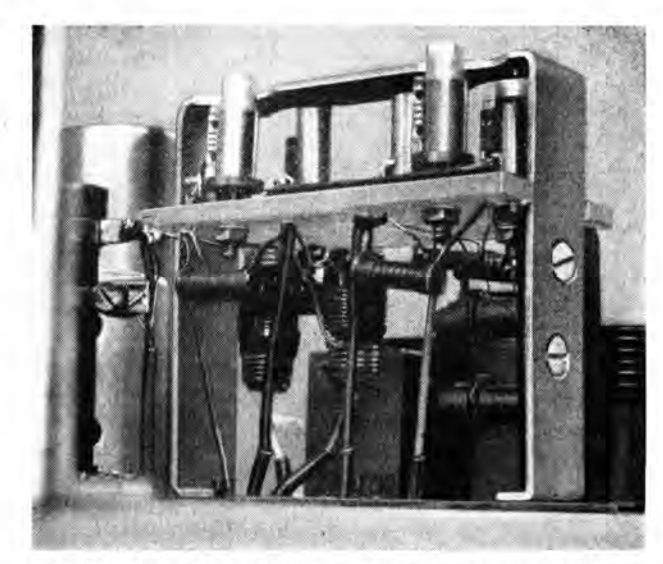


Bild 10.10. Praktischer Aufbau von induktiv gekoppelten Bandfiltern (DM 2 APM)

zontal angeordnete Spulen. Erstere sind die Filterspulen für das 20-m-Band, die anderen die für das 40-m-Band.
Über die gesamte Anordnung wird eine rechteckige Abschirmhaube gestülpt, die man in Bild 10.11. links neben den Quarzen erkennen kann.
Im eingebauten Zustand sind die Filterkreise in Bandmitte auf Maximum abzugleichen und danach ist die Filterkurve punktweise aufzunehmen. Das kann mit dem ohnehin vorhandenen VFO und dem Gitterstrominstrument der Endstufe erfolgen. Noch besser ist es, an Stelle des VFO einen Meßsender mit konstanter Ausgangsspannung (etwa 0,5 bis 1 V) und als Indikator ein Röhrenvoltmeter zu benutzen. Dazu wird der Anodenkreis der Treiberröhre durch einen Ohmschen Widerstand von 1 kΩ ersetzt und der HF-Tastkopf des Röhrenvoltmeters kapazitiv an der Anode der Treiberröhre angeschlossen.

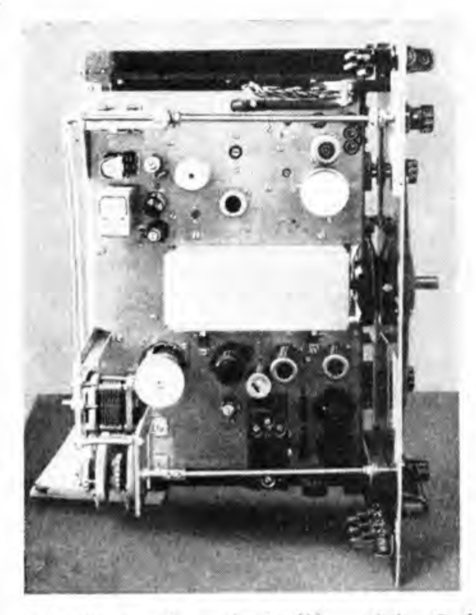


Bild 10.11. Anordnung der Bandfilter auf dem Senderchassis (Abschirmkappe aufgesetzt)

Mit dem Abgleich muß man im 80-m-Band beginnen, da er alle höheren Frequenzbereiche beeinflußt. Danach folgen der Reihe nach das 40-m-, 20-m-, 14-m- und 10-m-Band.
Wegen des guten Wirkungsgrads von 60 % werden gelegentlich auch Push-push-Verdoppler im Amateursenderbau angewendet [16]. Der Sekundärkreis der Filter muß elektrisch symmetrisch sein. Das wird durch die Aufteilung der Kreiskapazität in zwei gleiche Teile erreicht. Die Auskopplung hat induktiv zu erfolgen.

11. Transistorisierte Vervielfacher

Obwohl für leistungsfähige PA-Stufen z. Z. noch keine geeigneten Transistoren zur Verfügung stehen, ist die Verwendung von Transistoren in den Vorstufen eines Senders durchaus sinnvoll. Der Wegfall der für die Röhren notwendigen Heizleistung und der damit verbundenen Vereinfachung des Netzteils, sowie das wesentlich kleinere Volumen der Halbleiterbauelemente, erlauben den Aufbau leichter, transportabler Funkstationen. Da man die PA-Anodenspannung direkt aus dem Netz gewinnen kann und ein kleiner Heiztransformator für die PA-Stufe und die Bereitstellung der Betriebsspannungen für die Transistoren und die Relais genügt, wird das Gewicht der Station in erträglichen Grenzen bleiben.
Ein Transistor-VFO wurde bereits in Band 62 beschrieben, so daß hier nur noch auf die Vervielfacherstufen eingegangen werden muß. Ebenso wie beim Vervielfacher mit Röhrenbestückung kommt es darauf an, das an der Basis anliegende Eingangssignal zu verzerren und mit einem Schwingkreis am Kollektor des Transistors die gewünschte Harmonische abzunehmen.
Damit man einen günstigen Wirkungsgrad erhält, muß der Arbeitspunkt sorgfältig eingestellt werden. Die stark unterschiedlichen Kennwerte der Transistoren erfordern meist ein wenig Experimentierarbeit. Experimentierarbeit ist insbesondere dann notwendig, wenn man beim Nachbau eines Gerätes nicht die gleichen Transistortypen verwenden kann, wie sie im Mustergerät vorgesehen waren, oder wenn man Basteltypen einsetzen möchte, deren Parameter bekanntlich stärker von den Listenwerten abweichen.
Sehr zu empfehlen ist es, sich an Hand der Transistorkennlinie und einer überschlägigen Berechnung die wichtigsten Einstellwerte für den Arbeitspunkt zu verschaffen. Für diese Berechnung braucht man die Kennlinienfelder

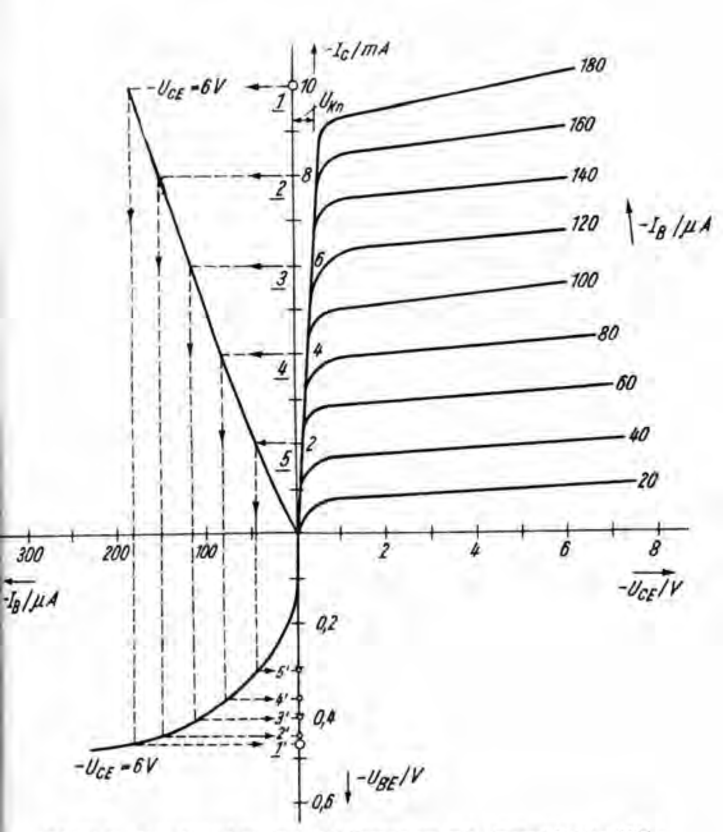


Bild 11.1. Kennlinienfeld eines HF-Transistors mit eingezeichneten Hilfslinien zur Konstruktion der Arbeitskennlinie

des Transistors und die sogenannte Arbeitskennlinie. Letztere zeigt die Abhängigkeit des Kollektorstroms $-I_c$ von der den Transistor aussteuernden Basisspannung $-U_{BE}$. Man muß sie aus den Kennlinien $-I_c = f(-I_B)$ und $-U_{BE} = f(-I_B)$ konstruieren. Das geht folgendermaßen vor sich (Bild 11.1.):

Auf der Achse $-I_c$ werden 5 Punkte (z. B. bei 0, 2, 4, 6, 8, 10 mA) frei gewählt und gekennzeichnet. Von diesen Punk-

ten projiziert man über die Kennlinien $-I_c = f(-I_B)$ und $-U_{BE} = f(-I_B)$ – 2. und 3. Quadrant im Kennlinienfeld des Transistors – auf die Achse $-U_{BE}$ (negative Ordinatenachse). Man erhält die Punkte 1', 2', 3', 4', 5'. Nun kann die Arbeitskennlinie gezeichnet werden, indem man die zu jeden Kollektorstrom $-I_c$ (Punkte 1, 2, 3, 4, 5,) gehörige Basisspannung $-U_{BE}$ (Punkte 1', 2', 3', 4', 5') abliest und in ein Diagramm $-I_c = f(-U_{BE})$ einträgt (Bild 11.2.).

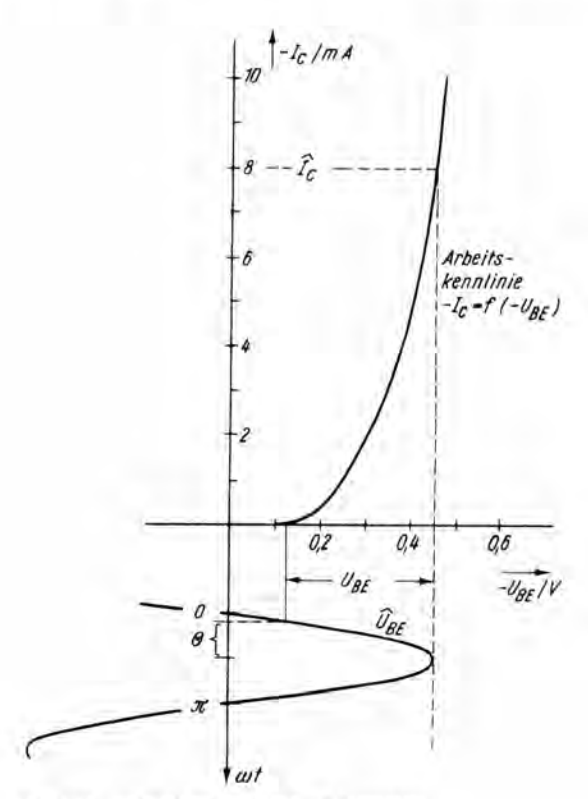


Bild 11.2. Arbeitskennlinie eines HF-Transistors

Die Arbeitsgerade ist stark gekrümmt; näherungsweise kann man quadratischen Kennlinienverlauf annehmen. Einen geradlinigen Teil wie bei der Röhrenkennlinie gibt es in diesem Fall nicht. Deshalb wird sich bei großer Aussteuerung unabhängig von der Lage des Arbeitspunkts immer ein verzerrter, somit oberwellenhaltiger Kollektorstrom ergeben. Es ist also grundsätzlich möglich, beim Vervielfacherbetrieb sowohl im A- als auch im B- oder C-Betrieb zu arbeiten. Dennoch werden bei bestimmten Stromflußwinkeln die einzelnen Harmonischen mehr oder weniger stark bevorzugt. Die günstigsten Stromflußwinkel sind für

die 2. Harmonische $2 \cdot f_0$ etwa 75°,
die 3. Harmonische $3 \cdot f_0$ etwa 50°,
die 4. Harmonische $4 \cdot f_0$ etwa 35°.

Es kommt demnach bevorzugt der B- oder C-Betrieb in Betracht. Auch wie beim Röhrenvervielfacher sind im Gesamt-Kollektorstrom $\hat{I}_c$ die Stromanteile der Harmonischen $\hat{i}_n$ und der Gleichstromkomponenten I_0 unterschiedlich stark enthalten. Legt man die oben genannten Stromflußwinkel zugrunde, so ergeben sich folgende Verhältnisse:

$\Theta = 75°$ 2. Harmonische $\hat{i}_2/\hat{I}_c = 0{,}26$; $I_0/\hat{I}_c = 0{,}21$, (29)

$\Theta = 50°$ 3. Harmonische $\hat{i}_3/\hat{I}_c = 0{,}18$; $I_0/\hat{I}_c = 0{,}13$, (30)

$\Theta = 35°$ 4. Harmonische $\hat{i}_4/\hat{I}_c = 0{,}13$; $I_0/\hat{I}_c = 0{,}10$. (31)

$\hat{I}_c$ muß so festgelegt werden, daß eine Überlastung des Transistors ausgeschlossen ist. Für die Transistoren GF 122 ··· 132 wird laut Typenblatt ein maximaler Kollektorstrom von 10 mA vorgeschrieben. Sicherheitshalber bleibt man ein wenig unter diesem Wert und wählt $\hat{I}_c =$ 8 mA (etwa 80 % des Listenwerts). Der Berechnungsgang soll nun an einem Beispiel gezeigt werden.

Bild 11.3. zeigt die Schaltung eines Vervielfachers. Der Widerstand R_E dient zur Arbeitspunkteinstellung; er kann zwischen Null und einigen hundert Ohm liegen. Soll verdoppelt werden, so legen wir Θ mit 75° fest. Dann wird mit $\hat{I}_c = 8$ mA die Amplitude der 2. Harmonischen (s. oben)
$\hat{i}_2 = 0{,}26 \cdot 8\ \text{mA} \approx 2{,}1$ mA und der Kollektorgleichstrom
$I_0 = 0{,}21 \cdot 8\ \text{mA} \approx 1{,}7$ mA.

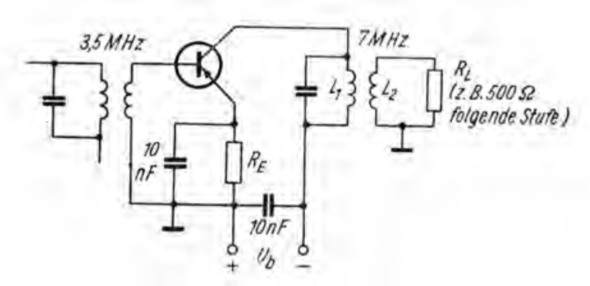


Bild 11.3. Schaltung eines transistorbestückten Vervielfachers

Bei Ansteuerung des Transistors müßte ein in die negative Spannungszuführung geschalteter Strommesser einen Strom von 1,7 mA anzeigen. Die Stromspitzen liegen dann bei 8 mA.

Bei einer Batteriespannung von $U_b = 9$ V ergibt sich für die Amplitude der Kollektorwechselspannung $\hat{U}_{CE}$ ein Wert, der gleich der Betriebsspannung, vermindert um die aus dem Kennlinienfeld ablesbare Kniespannung U_{kn} (meist 0,5 V), ist:

$$\hat{U}_{CE} = U_b - U_{kn} = 9\,\text{V} - 0{,}5\,\text{V} = 8{,}5\,\text{V}; \qquad (32)$$

für die Ausgangswechselleistung der 2. Harmonischen erhält man damit

$$p_2 = \frac{\hat{U}_{CE} \cdot \hat{i}_2}{2} = \frac{8{,}5\,\text{V} \cdot 2{,}1\,\text{mA}}{2} = 9\,\text{mW} \qquad (33)$$

Aus Anpassungsgründen muß der Transistor auf einen bestimmten Arbeitswiderstand arbeiten, den man aus folgender Beziehung erhält:

$$R_a = \frac{U_{CE}}{i_2} = \frac{8{,}5\,\text{V}}{2{,}1\,\text{mA}} = 4\,\text{k}\Omega\,. \qquad (34)$$

Die Anpassung von R_L an R_a muß durch das Übersetzungsverhältnis des Ausgangsübertragers L_1, L_2 erfolgen,

$$\ddot{u} = \sqrt{\frac{R_a}{R_L}} = \sqrt{\frac{4 \cdot 10^3}{0{,}5 \cdot 10^3}} = 2{,}8\,. \qquad (35)$$

Zur Festlegung des Arbeitspunkts bestimmt man zunächst die Steuerwechselspannung, die I_c von gerade 0 bis 8 mA verändert. Aus der Arbeitskennlinie (Bild 11.2.) liest man für $-I_c = 0$ eine Basisspannung $-U_{BE} = 0{,}12$ V und für $-I_c = 8$ mA einen Wert $-U_{BE} = 0{,}44$ V ab. Der den Transistor durchsteuernde Teil der Basiswechselspannung u_{BE} muß also 0,44 – 0,12 = 0,32 V betragen. Das ist noch nicht die Amplitude der Steuerspannung. Diese muß größer sein, weil zum Erreichen des geforderten Stromflußwinkels von 75° der Arbeitspunkt weiter links liegt. Mit Hilfe von $u_{BE} = 0{,}32$ V und dem Stromflußwinkel $\Theta = 75°$ erhält man mit folgender Formel die tatsächlich notwendige Amplitude der Steuerspannung

$$\hat{U}_{BE} = \frac{u_{BE}}{1 - \cos\Theta} ,$$

$$\hat{U}_{EB} = \frac{0{,}32\ \text{V}}{1 - \cos 75°} = \frac{0{,}32\ \text{V}}{1 - 0{,}26} = 0{,}43\ \text{V} \tag{36}$$

Nun muß man die Basisvorspannung festlegen. Sie ergibt sich aus folgenden Überlegungen:

Von der Basiswechselspannungsamplitude $\hat{U}_{BE}$ dienen $u_{BE} = 0{,}32$ V zur Aussteuerung, also müssen 0,43 V – 0,32 V = 0,11 V abgeschnitten werden. Da der Kollektorstrom I_c bei $-U_{BE} = 0{,}12$ V erst zu fließen beginnt, muß die Basisvorspannung $-U_{BE} = 0{,}12$ V – 0,11 V = 0,01 V betragen. Diese Spannung ist so klein, daß man ohne weiteres den Arbeitspunkt auf $U_{BE} = 0$ V legen kann. Damit entfällt der Widerstand R_E, er wird 0.

Zusammenfassend ergeben sich folgende Werte:

Verdoppler mit $\Theta = 75°$, Betriebsspannung $U_b = 9$ V, maximaler Kollektorstrom $\hat{I}_c = 8$ mA, Kollektorgleichstrom $I_0 = 1{,}7$ mA,
Basisvorspannung $U_{BE} = 0$ V; Amplitude der Steuerspannung $\hat{U}_{BE} = 0{,}43$ V.

Soll der gleiche Transistor als Verdreifacher arbeiten, so würde man mit $\Theta = 50°$ unter Anwendung des gleichen

Berechnungsgangs folgende Werte erhalten

$i_3 = 0{,}18 \cdot 8\,\text{mA} = 1{,}4\,\text{mA},$

$U_{CE} = 9\,\text{V} - 0{,}5\,\text{V} = 8{,}5\,\text{V},$

$R_a = 8{,}5\,\text{V}/1{,}4\,\text{mA} = 6\,\text{k}\Omega,$

$\hat{U}_{BE} = 0{,}32\,\text{V}/1 - 0{,}64 = 0{,}89\,\text{V},$

$R_E = 0{,}45\,\text{V}/1{,}05\,\text{mA} = 430\,\Omega,$

$I_0 = 0{,}13 \cdot 8\,\text{mA} = 1{,}05\,\text{mA},$

$p_3 = 8{,}5 \cdot 1{,}4/2 = 6\,\text{mW},$

$u_{BE} = 0{,}44 - 0{,}12\,\text{V} = 0{,}32\,\text{V},$

$-U_{BE} = 0{,}12\,\text{V} - (0{,}89 - 0{,}32)\,\text{V} = -0{,}45\,\text{V}$

es ist also $-U_{BE} = -0{,}45\,\text{V}$, d. h.

$U_{BE} = +0{,}45\,\text{V}.$

Mit $+0{,}45\,\text{V}$ liegt der Arbeitspunkt weit links im Kennlinienfeld, der Transistor arbeitet also im C-Betrieb.

Der Wirkungsgrad eines Verdopplers der beschriebenen Art beträgt etwa 55 % und der eines Verdreifachers etwa 45 %.

Durch Zusammenschaltung eines Transistor-Oszillators, -Pufferstufe und -Vervielfacher erhält man einen Transistor-Steuersender, der entweder eine Transistor-PA-Stufe oder auch eine mit Röhren bestückte Treiber- und PA-Stufe ansteuern kann. Auf Grund der geringen Leistung, die ein Transistor-Vervielfacher abgibt, läßt sich eine Röhren-PA-Stufe nicht direkt ansteuern, und eine Treiberstufe mit Röhre wird man im A-, eventuell noch im AB-Betrieb laufen lassen müssen.

12. Die Tastung des Senders

Die einfachste Form der Tastung des Signals zum Zwecke der Nachrichtenübermittlung ist die im Rhythmus der Morsezeichen erfolgende *Ein- und Ausschaltung des Oszillators.*

Jedes schwingungsfähige mechanische oder elektrische Gebilde benötigt aber kurze Zeit, um nach dem ersten Anstoß auf die Resonanzfrequenz einzuschwingen. Während der Einschwingzeit ändert sich die Frequenz der Schwingung. Beim Schalten des Anoden- oder Schirmgitterstroms im Oszillator treten sowohl Ein- als auch Ausschwingvorgänge auf. Ausschwingvorgänge ergeben sich, weil die in der Betriebsspannungszuleitung liegenden Kondensatoren noch kurze Zeit Energie liefern, bis sie entladen sind. Während dieser Zeit schwingt der Oszillator weiter. Die abnehmende Kondensatorspannung bewirkt eine Frequenzänderung. Der Ausschwingvorgang äußert sich als Chirp, der Einschwingvorgang als Tastklick. Das Zeichen ist nicht einwandfrei; es verdient nicht das Prädikat „T 9".

Da es keine Möglichkeit gibt, die Einschwingvorgänge bei der Oszillatortastung zu beseitigen, wurden Tastungsarten entwickelt, die frei von diesen Erscheinungen sind. Das ist nur zu erreichen, indem man den Oszillator durchschwingen läßt und dafür eine dem VFO folgende Stufe, z. B. die Pufferstufe, den Treiber oder einen Vervielfacher, tastet. Da es aber schwierig ist, den Oszillator so gut abzuschirmen, daß keine Energie mehr in die unmittelbare Umgebung abgestrahlt wird, verwendet man im Amateursender meist eine *kombinierte Tastung*. Die vom Oszillator abgestrahlte Energie ist zwar äußerst gering, würde aber durch Interferenzpfeifen im eigenen Empfänger stören. Bei der kombinierten Tastung werden mit einem polarisierten Relais (Telegrafenrelais) sowohl der Oszillator als auch eine folgende Stufe nahezu gleichzeitig getastet.

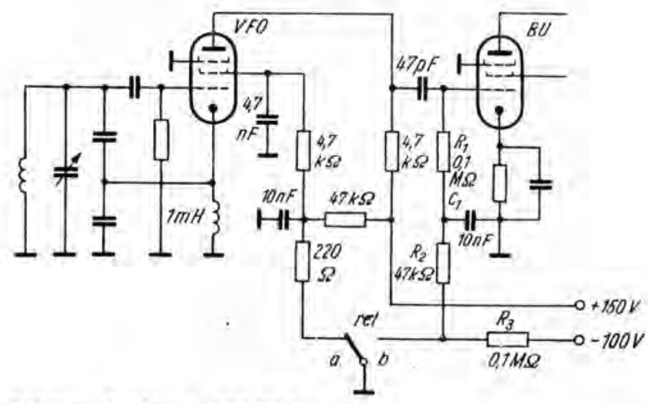
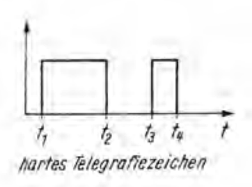


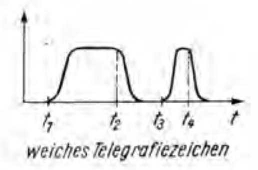
Bild 12.1. Kombinierte VFO-BU-Tastung

Bild 12.1. zeigt eine nach dieser Methode arbeitende Schaltung.

Bei nicht gedrückter Taste liegt der Anker des Relais in Stellung a. Dadurch ist die Schirmgitterspannung der Oszillatorröhre kurzgeschlossen, der Oszillator schwingt nicht. Gleichzeitig erhält das Steuergitter der Pufferröhre über R1, R2, R3 eine so große negative Vorspannung, daß die Röhre völlig sperrt. Wird die Taste gedrückt, so schlägt der Relaisanker in Stellung b um. Der Oszillator erhält augenblicklich seine Schirmgitterspannung, er schwingt an. Die Pufferstufe ist aber erst nach einer bestimmten Zeit betriebsbereit, da der Relaisanker eine endliche Zeit zum Umschlagen benötigt und sich außerdem der Kondensator C1 über R2 entladen muß. Erst nach Ablauf dieser Verzögerungszeit, während der die Einschwingvorgänge des Oszillators abgeschlossen wurden, wird das Signal ausgestrahlt.

Nach Loslassen der Taste klappt der Relaisanker in seine Ruhelage zurück. Jetzt erst werden die Pufferstufe und nach Ablauf der Umschlagzeit des Relaisankers der Oszillator ausgeschaltet. So können die Ausschwingvorgänge nicht zu den folgenden Stufen gelangen. Zeicheneinsatz und -ende sind einwandfrei ohne Chirp oder Klick.





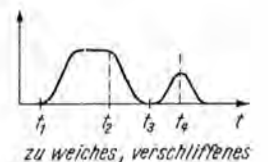


Bild 12.2.
Verschiedene Zeichenformen (harte und weiche Telegrafiezeichen)

Durch Veränderung der Bauelemente für R1, R2, R3 und C1 können Zeichenanfang und Zeichenende geformt werden. Die verzögerte Auf- und Entladung des Kondensators C1 bewirkt eine Abrundung des Telegrafiezeichens, die Tastung wird weicher (Bild 12.2.). Auch diese Maßnahme kommt der Beseitigung von BCI, TVI und Störungen benachbarter Amateurstationen zugute. Das Zeichen darf jedoch auch nicht zu weich sein, da es dann schwer aufnehmbar ist und bei großem Gebetempo verwaschen erscheint. Mitunter werden dann sogar die Punkte unterschlagen. Der günstigste Kompromiß zwischen weichem Zeicheneinsatz und Zeichenaussatz und guter Lesbarkeit ist durch Versuch zu ermitteln.

Bild 12.3. zeigt eine weitere Tastungsart, die *Verstimmungstastung*. In Ruhelage des Relaisankers ist die Pufferstufe gesperrt. Schlägt der Anker in Stellung b um, wird zunächst C2 vom Oszillatorschwingkreis abgetrennt. Dadurch verschiebt sich in äußerst kurzer Zeit die Frequenz bis auf die Sollfrequenz, und nach einiger Zeit wird die Pufferstufe freigegeben. Mit R3 stellt man bei gedrückter Taste die Betriebsgittervorspannung der Pufferstufe auf den vorgeschriebenen Wert ein. Je nach Röhre ist das ein Wert von etwa – 2 bis – 4 V; ein Katodenwiderstand entfällt damit. Bei nichtgedrückter Taste liegt am Puffer die Sperrspannung von – 100 V, und der Oszillator schwingt auf einer niedrigeren Frequenz. C2 ist so zu wählen, daß sich eine Frequenzverschiebung von 200 bis 300 kHz ergibt. Der durchschwingende Oszillator kann damit in den Sendepausen den Empfang nicht stören.

Bild 12.4. zeigt noch eine *elektronische Tastung*, die aus der angelsächsischen Literatur bekannte „time-sequence-keying".

Solange der Relaiskontakt rel geöffnet ist, liegt über eine Widerstandskette an der Glimmlampe Gl die Sperrspannung U_{sp} (– 150 V). An der Glimmlampe fällt die Brennspannung (z. B. 80 V) ab. Die restliche Spannung von 70 V

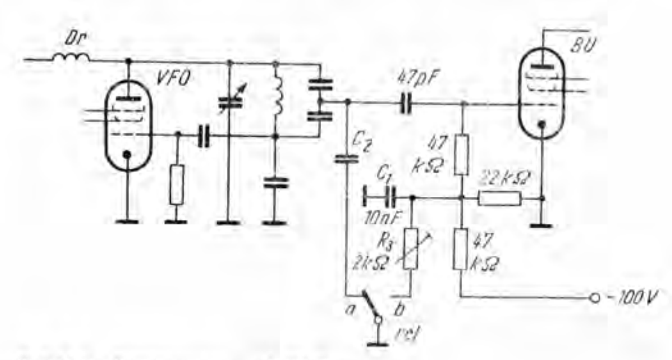


Bild 12.3. Verstimmungs- und BU-Tastung

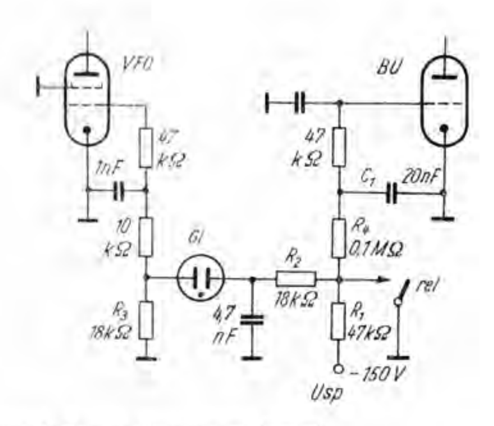


Bild 12.4. Elektronische Tastung (time-sequence-keying)

verteilt sich auf die Widerstände R1 (40 V), R2 (15 V) und R3 (15 V). Am Gitter der Pufferröhre liegt damit eine negative Sperrspannung von – 110 V und an der Oszillatorröhre – 15 V. Beide Röhren sind gesperrt. Wird rel geschlossen, so verlischt fast augenblicklich die Glimmlampe und der Oszillator schwingt an. Die Pufferröhre öffnet erst nach der Entladung des Kondensators C1, der zusammen mit R4 ein Zeitglied bildet. Klappt rel bei geöffneter Taste in die gezeichnete Lage zurück, so tritt wegen des Ladestroms des Kondensators C1 ein großer Spannungsabfall an R1 auf. Erst wenn die Spannung am Relaiskontakt bis auf die Zündspannung der Glimmlampe (etwa 100 V) angestiegen ist, zündet diese und setzt den Oszillator außer Betrieb. Inzwischen wurde aber die Pufferröhre durch die auf nahezu 100 V angestiegene Ladespannung des Kondensators C1 gesperrt. Die Ein- und Ausschwingvorgänge des Oszillators werden also von der Pufferstufe unterdrückt. Die Schaltung arbeitet absolut zuverlässig. Durch Wahl der Bauelemente R1, R4, C1 läßt sich das Zeichen leicht formen. Für Gl verwendet man einen Glimmstabilisator StR 85/10. Notfalls eignet sich auch ein Glimmröhr-

chen, wie es in Spannungsprüfern üblich ist. Zünd- und Brennspannung müssen aber in der Größenordnung von 100 bzw. 80 V liegen.

Für die dargestellten Tastungsarten benötigt man ein Relais, das auch höheren Schaltfrequenzen folgen kann. Bei einem Gebetempo von 120 Zeichen je Minute muß der Relaisanker 5- bis 6mal in der Sekunde betätigt werden, ohne daß Prellerscheinungen an den Kontakten auftreten. Auch soll die Relaisbetätigung möglichst geräuschlos erfolgen. Am besten können *Telegrafenrelais* diese Forderungen erfüllen. Es sind polarisierte Relais, die zur Betätigung nur sehr kleine Stromstärken benötigen. Diese Relais stellt der VEB Elektroschaltgeräte Auerbach (Vogtl.) her. Sie lassen mindestens 100 Umschaltungen je Sekunde zu, also weit mehr, als wir benötigen. Die Relaisausführung A hat die Abmessungen (87 mm × 38,5 mm × 27,5 mm). Es werden 3 Grundtypen hergestellt:

Grundtyp 1

A3, A4 und A6 mit zwei Ankerruhelagen. Der Anker liegt im stromlosen Zustand der Erregerspule an einem der beiden Kontakte (T oder Z). Bei Erregung wird der Anker je nach Stromrichtung des Erregerstroms entweder zum anderen Kontakt umgelegt, oder er bleibt in der vorgegebenen Ruhelage.

Grundtyp 2

A5 mit mittlerer Ruhelage. Den Anker hält im stromlosen Zustand der Erregerspule eine Torsionsfeder in Mittellage, ohne daß einer der Kontakte geschlossen ist. Bei Erregung wird je nach Stromrichtung der Anker zum T- oder zum Z-Kontakt umgelegt. Nach Abschalten des Erregerstroms kehrt der Anker in die Mittellage zurück.

Grundtyp 3

A7, A9, B7 mit einseitiger Ruhelage. Im unerregten Zustand liegt der Anker stets auf der T-Seite. Bei Erregung

wird der Anker je nach Stromrichtung entweder umgelegt, oder er verbleibt in der Ruhelage.
Die Erregerspule der Relais kann bis zu 7 Einzelwicklungen haben. Für unsere Zwecke wählen wir den Typ A4 mit der Spulenausführung 21 und Gold-Nickel-Kontakten. Die Relaisbezeichnung lautet *A4g/21 – TGL 6625 AuNi5.*
Die Spule 21 hat 3 getrennte Wicklungen, und zwar

Wicklung	Windungszahl	Widerstand in Ω	Anschluß am Sockel Anfang	Ende
I	6400	1040 ± 15 %	1	5
II	6400	1040 ± 15 %	9	10
III	8000	3000 ± 20 %	7	8

Die Betriebserregung beträgt ≥ 10 AW.
Spule I erhält einen Ruhestrom von $I_r = 10$ AW/6400 W = 0,0015 A, damit der Anker im Ruhestand am T-Kontakt liegt. Die Spule II wird erst bei Tastendruck mit 20 AW erregt. Dazu ist ein Erregerstrom von $I_{err} = 20$ AW/6400 W = 0,003 A notwendig. Die nun wirksame Erregung von 20 AW – 10 AW = 10 AW legt den Anker auf die Z-Seite um (Bild 12.5.). I_{err} muß ein Magnetfeld mit entgegengesetzter Polarität wie I_r erzeugen. Deshalb liegt der Pluspol der Erregerspannungsquelle am Wicklungsanfang der

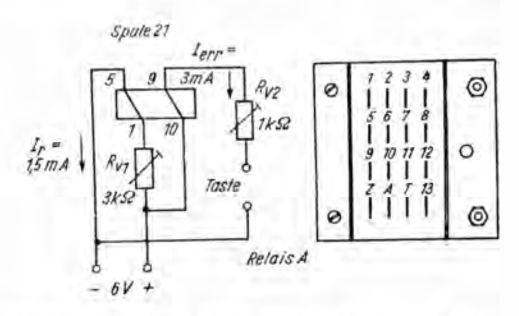


Bild 12.5. Elektrische Schaltung und Sockel eines Telegrafenrelais der Typengruppe A mit Spule 21

Spule I (Anschluß 1), aber am Wicklungsende der Spule II (Anschluß 10).

Stehen Relais mit anderer Spulenausführung zur Verfügung, muß der jeweilige Erregerstrom in gleicher Weise errechnet werden. Es sind also immer 10 AW für die Ruheerregung und 20 AW für die Betriebserregung anzusetzen. Nach Division durch die Windungszahl erhält man die erforderliche Stromstärke.

Liegt der Minuspol am Wicklungsanfang, legt der Anker immer nach der Z-Seite um. (Die Bezeichnungen T- und Z-Seite stammen aus der Telegrafentechnik, sie bedeuten Trenn- bzw. Zeichenseite und sind für unseren Anwendungsfall ohne tiefere Bedeutung.)

Beim gepolten Relais (Ausführung B, Abmessungen 42,25 mm $\times$ 20,8 mm $\times$ 16,8 mm) liegt der Anker im nichterregten Zustand auf der T-Seite. Die Spule 01 hat 14 500 Wdg. bei 4000 Ω Widerstand, der Wicklungsanfang liegt an Stift 3, das Wicklungsende an Stift 4. Die Betriebserregung soll 20 AW betragen, so daß ein Erregerstrom von 1,4 mA notwendig ist (Minuspol an Stift 3).

Die älteren gepolten *Siemens*-Relais und die im *Gerätewerk Karl-Marx-Stadt* hergestellten Relais sind ebenso verwendbar. Dem oben angegebenen Relais A mit Spule 21 entsprechen *Siemens TBV 4/722* bzw. *Karl-Marx-Stadt RFT Rls 0374.001-51221.*

Auf die polarisierten Relais wurde ausführlich eingegangen, weil sie sehr vielseitig im KW-Senderbau verwendbar sind. Wegen ihrer kapazitätsarmen Kontaktanordnung und der Gold-Nickel-Kontakte kann man sie sogar für Umschaltungen im Oszillator-Schwingkreis einsetzen.

Am Telegrafiebetrieb besonders interessierte Amateure verwenden gern automatische Tasten. Bei hohem Gebetempo und langen Betriebszeiten stellen sich leicht Ermüdungserscheinungen ein, die zu unsauberer Gebeweise führen. Man hat deshalb versucht, die Tastung der Morsezeichen zu vereinfachen. Der erste Schritt dazu war die Konstruktion der *mechanischen halbautomatischen Taste* (Bug).

Der Tasthebel ist horizontal gelagert. Die Striche müssen einzeln durch Bewegung des Hebels nach links gegeben werden. Wird der Hebel nach rechts gedrückt, so schwingt eine mit einer verstellbaren Masse versehene Blattfeder und gibt durch kurze Berührung mit einem Kontakt Punktfolgen. Die Punktfolgen werden sehr präzise erzeugt, da die Frequenz der Federschwingungen ausschließlich von den vorgegebenen Federeigenschaften, der ebenfalls gegebenen Masse und der Lage der Masse auf der Feder abhängen. Strichfolgen und Pausen muß der Gebende erzeugen. Die Bedienung des Bugs erfordert Übung, bringt dem Funker nach kurzer Einarbeitung aber eine entscheidende Erleichterung.

Heute verwendet man statt der mechanischen Ausführung der Bugs meist *elektronische Tasten*. Diese enthalten Röhren oder Transistoren und polarisierte Relais, mit deren Hilfe Punkt- und Strichfolgen einschließlich der erforderlichen Pausen erzeugt werden können. Für ihre Bedienung braucht man ebenfalls einen Tasthebel, der in Ruhelage zwischen zwei Kontakten steht. Wird er nach links gedrückt, so werden lange Zeichen (Striche) erzeugt. Nach dem Umlegen des Hebels nach rechts erzeugt der Elektronenbug (Elbug) kurze Zeichen (Punkte). In Bild 12.6. ist ein mit Röhre versehener Elbug und in Bild 12.7. ein Transistor-Elbug dargestellt. Es werden polarisierte Relais verwendet. Je nach Art der Wicklungen und der Ruhelage des Ankers müssen durch Widerstände die richtigen Betriebsströme eingestellt werden, wie es oben allgemein für polarisierte Relais erklärt wurde. Der in Bild 12.6. gestrichelt eingezeichnete Widerstand soll den bei manchen Relais notwendigen Ruhestrom zur Festlegung einer definierten Ruhelage des Ankers bereitstellen.

Um auch bei ungeschickter Bedienung ganz exakte Zeichen erzeugen zu können, wurden *vollelektronische Morsetasten* mit Punkt-Strichspeicherung entwickelt. Unabhängig von der Gebeweise werden das eingestellte Tempo und die Pausen- und Zeichenlängen genau eingehalten. Interessen-

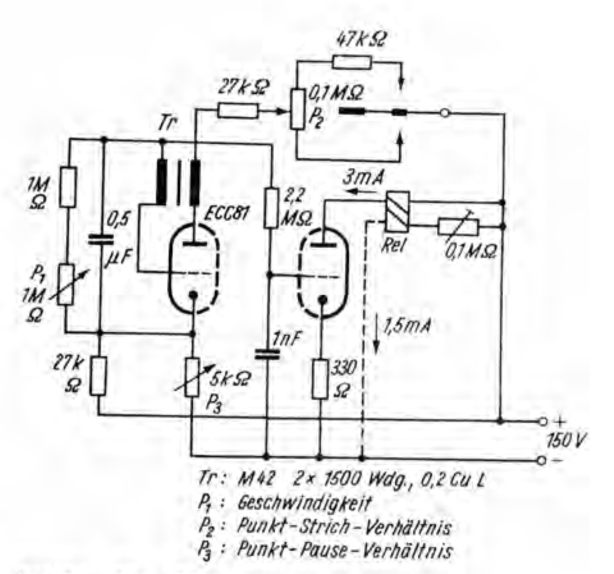


Bild 12.6. Röhren-Elbug

ten seien auf einschlägige Zeitschriftenartikel verwiesen [18, 19].

Eine rasche Betriebsabwicklung ist durch die Anwendung des *BK-Verkehrs* möglich. Unter BK-Verkehr versteht man eine Betriebsart, bei der zwischen den getasteten Zeichen gehört werden kann. Es ist gänzlich unmöglich, nach jedem Wort oder gar Buchstaben durch Handbetätigung von Senden auf Empfangen umzuschalten; das muß vollautomatisch erfolgen. Mit einem zusätzlichen Kontakt des Tastrelais könnte man den Empfänger schalten. Dafür gibt es polarisierte Relais mit zwei Umschaltkontakten, z. B. die Type *A6g/57* TGL 6625. Auch eine vollelektronische BK-Tastung ist möglich [17]. Dafür zeigt Bild 12.8. ein Schaltungsbeispiel. Die Anordnung enthält außer der BK-Einrichtung einen Elbug. Röhre 1 arbeitet als Sperrschwinger. Das linke Röhrensystem der ECC 81 ist im Ruhe-

P_1 : Geschwindigkeit

P_2 : Punkt-Strich-Verhältnis

P_3 : Temperatur Kompensation

P_4 : Pause-Zeichen-Verhältnis

Rel. 1 und Rel. 2 : Telegrafenrelais

T_1, T_2, T_3 : GC 116 o.ä.

Bild 12.7. Transistoren-Elbug nach *E. Scheller*

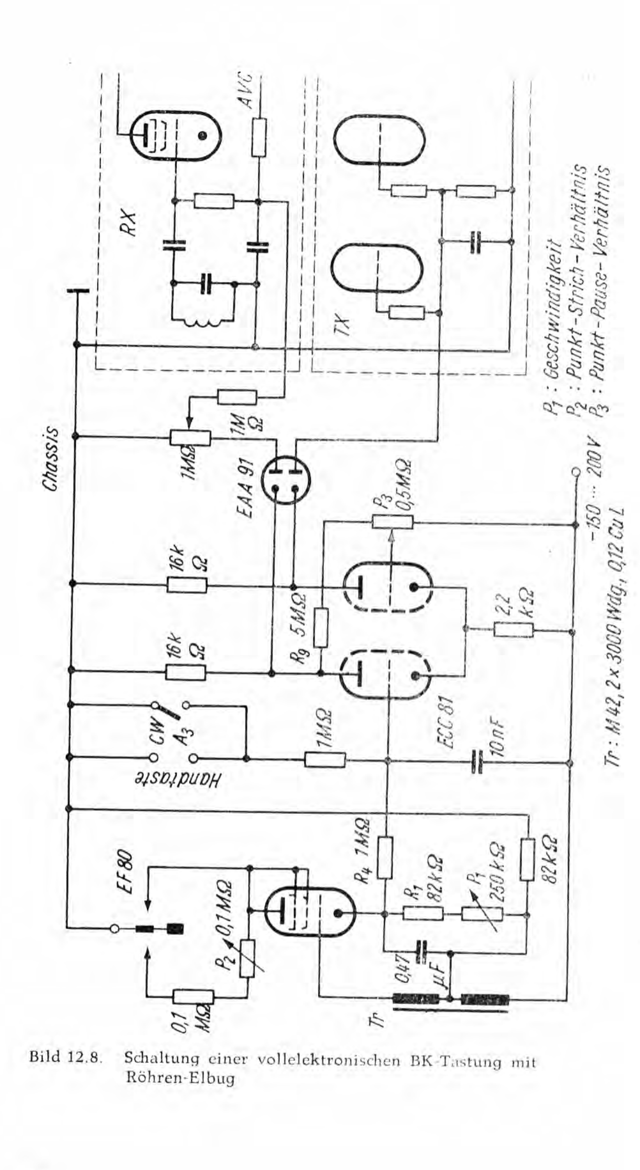


Bild 12.8. Schaltung einer vollelektronischen BK-Tastung mit Röhren-Elbug

zustand, also bei nicht gedrückter Taste, gesperrt; an der Anode liegt Nullpotential. Über den Widerstand R4 erhält die Röhre ihre Steuerspannung von der Katode der Sperrschwingerröhre. Bei jedem getasteten Zeichen wird das linke System der ECC 81 geöffnet, so daß an der Anode dieser Röhre, bezogen auf das Chassis, ein negatives Potential auftritt. Diese negative Spannung gelangt über ein System der EAA 91 auf die Schwundregelleitung des Empfängers, der dadurch sperrt. Gleichzeitig steuert die Anodenspannung des linken ECC-81-Systems das zweite, in der Zeichnung rechts liegende Triodensystem der ECC 81. In diesem Fall ist es umgekehrt wie beim linken Röhrensystem. Im Ruhestand ist die Röhre durchlässig, an ihrer Anode liegt, wieder auf das Chassis bezogen, negatives Potential. Dieses gelangt über das zweite System der EAA 91 als Sperrspannung an den Oszillator und die Pufferstufe des Senders. Bei jedem getasteten Zeichen wird das rechte System der ECC 81 gesperrt. An der Anode befindet sich dann Nullpotential; der Senderoszillator schwingt an, und die Pufferstufe wird freigegeben.

13. Zusatzeinrichtungen für den Sender

Die PA-Tankkreise sind heute meist als π-Filter *(Collins-Filter)* ausgeführt, weil man eindrähtige Speiseleitungen sowie Koaxialkabel mit den unterschiedlichsten Wellenwiderständen anschließen und an die PA anpassen kann. Es gibt aber nicht wenige Kurzwellenantennen, die eine symmetrische Speisung erfordern. Solche Antennen sind u. a. die Zeppelinantenne, die W3DZZ und alle Dipole. Wenn man solche Antennen an den unsymmetrischen Ausgang der PA unmittelbar anschließt, so sind Fehlanpassungen, Abstrahlungen über die Speiseleitung und als Folge davon geringe Feldstärken im Fernfeld des Senders sowie BCI- und TVI-Störungen unvermeidlich.
Man muß deshalb ein Symmetrierglied oder Antennen-Anpaßgerät zwischen den Senderausgang und die Speiseleitung schalten. Die einfachste Lösung stellt der *Baluntransformator* dar.
Bei richtiger Dimensionierung kann man ihn ohne Umschaltung für wenigstens 3 Amateurbänder (3,5 bis 15 MHz oder 7 bis 30 MHz) verwenden. Es handelt sich um einen aperiodischen HF-Transformator, mit dessen Hilfe eine einwandfreie, symmetrische Anpassung sowohl hochohmiger als auch niederohmiger Speiseleitungen an den unsymmetrischen Senderausgang möglich ist. Solche symmetrische Speiseleitungen sind z. B. 240-Ω-Bandleitungen, verdrillte 70-Ω-Leitungen für die W3DZZ oder die Feederleitungen für die Zeppelinantenne.
Der Transformator besteht aus insgesamt 4 Spulen, die paarweise auf zwei keramische Spulenkörper gewickelt sind (Bild 13.1a). Statt keramischer Spulenkörper kann man notfalls auch Pertinaxrohre oder besser aus Polystyrolstreifen selbst hergestellte Stegspulenkörper verwenden. Für die Stegspulenkörper verwendet man zwei Polystyrolscheiben aus 5 mm starkem Material mit 60 mm bis

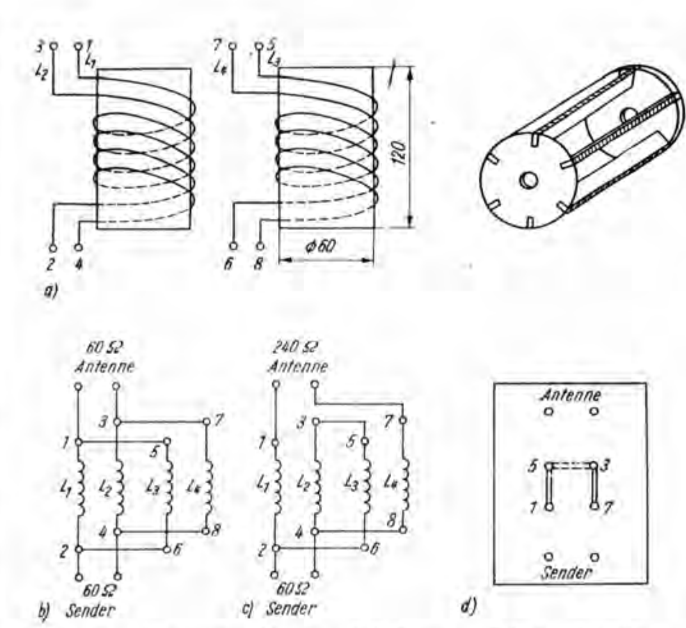


Bild 13.1. Schaltungsmöglichkeiten und Aufbau eines Baluntransformators

70 mm Durchmesser. Am Umfang bringt man jeweils um 60° versetzt radiale Einschnitte an, in die man 6 Polystyrolstreifen von 100 mm Länge, 15 mm Breite und 5 mm Stärke einklebt. Auf der Drehbank oder mit einer Dreikantfeile werden in die Stege Rillen eingearbeitet, in denen die Wicklungen unverrückbar festliegen. Da auf jeden Spulenkörper zwei Wicklungen aufzubringen sind, liegt die eine Spule in den ungeraden, die andere mit gleichem Wicklungssinn in den geraden Rillen. Beide Spulenkörper ordnet man auf einer gemeinsamen Grundplatte achsengleich in etwa 30 mm Abstand an.

Für die Bänder 7 bis 30 MHz muß jede Spule 12 Wdg., für die Bänder 3,5 bis 14 MHz 20 Wdg. Cu-Draht von wenigstens 1,5 mm Stärke erhalten.

Schaltet man je zwei Spulenanfänge und zwei Spulenenden parallel (Bild 13.1.b), so stellt sich ein Übersetzungsverhältnis von 1 : 1 ein. Bei parrallelgeschalteten Spulenanfängen und in Reihe geschalteten Spulenenden wird 1 : 4 übersetzt (Bild 13.1.c). Die Umschaltung des Übersetzungsverhältnisses läßt sich durch Steckerbügel und Buchsen oder auch durch Laschen und Schraubklemmen vornehmen (Bild 13.1.d).

Der Baluntransformator ist ein aperiodisches Gebilde. Er läßt deshalb auch innerhalb seines Übertragungsbereichs alle Frequenzen ungehindert passieren.

Wünscht man eine vielseitigere Anpaßmöglichkeit mit gleichzeitiger Verbesserung der Selektivität, so muß man ein aufwendigeres *Antennenanpaßgerät* aufbauen.

Bild 13.2. zeigt eine bewährte Schaltungsvariante. L2 erhält 2 × 10 Wdg., 2-mm-Cu-Draht, die auf einen 90 mm langen Spulenkörper von 60 mm Durchmesser zu wickeln sind. Die Anzapfungen liegen bei der 4., 6. und 7. Wdg. von

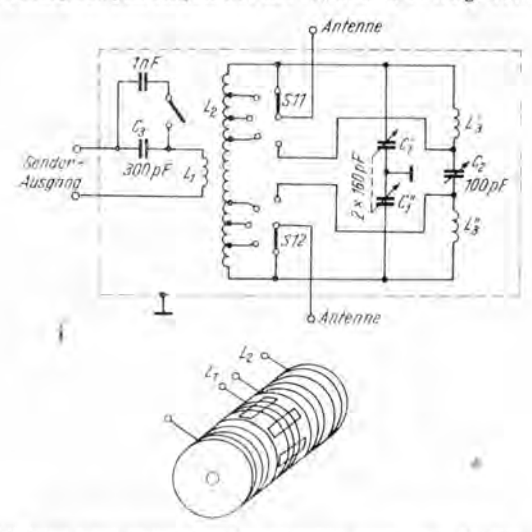


Bild 13.2. Schaltung eines universellen Antennenanpaßgeräts; über C_3 liegt der Kondensator C_4 (1nF)

außen. Jede Spulenhälfte hat eine Länge von etwa 35 mm. In der Mitte des Spulenkörpers ist auf 6 Stück Polystyrolstreifen die Spule L 1 mit 3,5 Wdg. aus 2,5 mm starkem Cu-Draht aufgewickelt.
L3′, L3″ bestehen aus 2 × 9 Wdg., 2-mm-CuL auf einem 35 bis 40 mm starken Spulenkörper. Die Wicklungslänge beträgt 70 mm.
L1, L2 werden senkrecht zu L3 aufgestellt.
C1′, C1″ = 2 × 150 pF; C2 = 100 pF mit keramischer Achse, isoliert montiert, da an Stator und Rotor HF-Spannung liegt. C3 = 300-pF- und C4 = 1000-pF-Topfkondensatoren. S11, S12 = keramische Stufenschalter mit 2 Schaltebenen.
Bilder 13.3., 13.4. vermitteln einen Eindruck von der praktischen Ausführung des Antennenanpaßgeräts. Es lassen sich alle symmetrischen und unsymmetrischen Antennen bzw. Speiseleitungen anpassen. Um die Eigenschaften des Geräts kennenzulernen (immerhin enthält es drei Abstimmorgane), experimentiert man vor der endgültigen Inbetriebnahme mit einer *künstlichen Antenne.*
Diese stellt man sich aus 4 Glühlampen her. Am besten verwendet man 110-V-Lampen, da ihr Widerstand den Wellenwiderständen unserer Speiseleitungen am nächsten kommt; 220-V-Lampen sind zu hochohmig. Die Leistung der Lampen muß so groß gewählt werden, daß eine Überlastung durch die Sendeleistung ausgeschlossen ist. Mit 4 Stück 40-W-Lampen lassen sich durch Reihen- und Parallelschaltungen Anpaßwiderstände zwischen 60 und 1200 Ω erreichen. Besser als Metallfadenlampen, die einen stark positiven Temperaturkoeffizienten des Widerstands haben, sind Kohlefadenlampen geeignet. Ihr Temperaturkoeffizient des Widerstands ist schwach negativ. Wenn man Kohlefadenlampen auftreiben kann, sollte man sie als künstliche Antenne verwenden.
Mit einer solchen Einrichtung können wir an Hand der Lampenhelligkeit sehr gut die günstigste Einstellung der Abstimmittel erproben, die Leistungsabgabe und damit den Wirkungsgrad der PA abschätzen sowie die Modulation

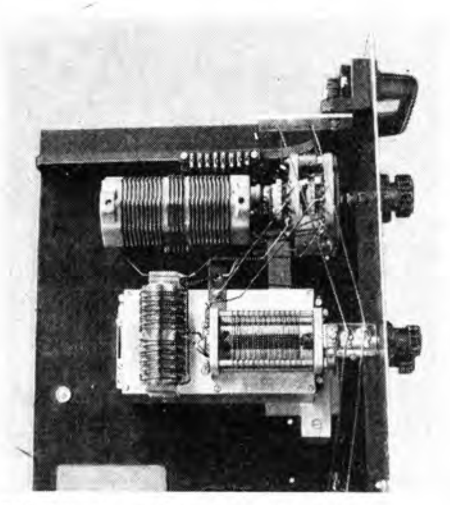


Bild 13.3. Antennenanpaßgerät (DM 2 APM)

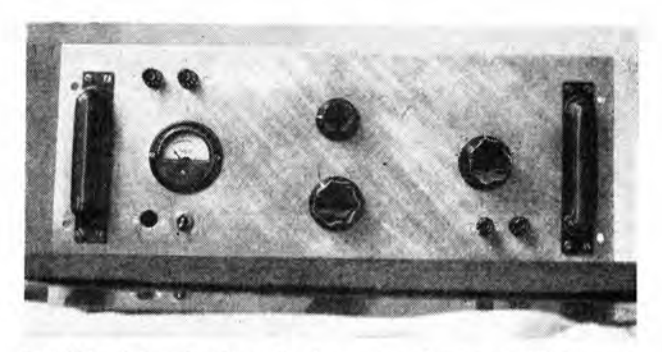


Bild 13.4. Äußere Gestaltung des Antennenanpaßgeräts mit HF-Strommesser als Einschub (DM 2 APM)

überprüfen. Beim Besprechen des Mikrofons muß die Lampenhelligkeit zunehmen. Tritt das Gegenteil ein, liegt negative Modulation vor. Sie hört sich verzerrt an und ist schwer aufnehmbar. Alle diese Überprüfungen lassen sich nicht so leicht und störungsfrei durchführen, wenn die Speiseleitung der Sendeantenne angeschlossen ist. Die künstliche Antenne stellt ein sehr nützliches und billig zu fertigendes Hilfsmittel dar, das an keiner Amateurstation fehlen sollte.

Ein Kriterium für die ausgekoppelte Energie ist der *Antennenstrom*. Viele Amateure schalten deshalb zwischen Senderausgang und Speiseleitung eine Glühlampe (6 V/0,3 oder 0,5 A), deren Helligkeit einen Schluß auf den Antennenstrom zuläßt. Diese Methode der Antennenstromüberprüfung ist nicht sehr günstig. Bei großem Widerstand der Speiseleitung glüht die Glühlampe nicht, bei kleinem Widerstand kann sie leicht durchbrennen. An leistungsschwachen Sendern wird bereits an der Glühlampe ein merklicher Teil der Sendeenergie verbraucht. Besser ist es, statt der Glühlampe einen HF-Strommesser einzuschalten. Dazu läßt sich gut ein Drehspulmeßwerk mit Thermokreuz verwenden. Thermokreuze sind allerdings sehr überlastungsempfindlich. Die 1,5fache Nennstromstärke kann den Heizer des Thermoelements bereits zerstören. Deshalb benutzt man besser ein Drehspulinstrument (0,1 bis 1 mA Endausschlag) in Verbindung mit einem Gleichrichter (z. B. Germaniumdiode OA 705) und einem HF-Stromwandler. Der Stromwandler läßt sich leicht selbst herstellen. Auf einen Ferrit- oder HF-Eisenring (Teil eines Topfspulenkörpers) wickelt man etwa 10 bis 20 Wdg. 0,5-CulS-Draht (isolierter Schaltdraht genügt). In diesen so vorbereiteten Kern steckt man ein passend gefeiltes Stück Polystyrol, das in der Mitte mit einem Loch versehen wurde. Durch das Loch führt man die Zuleitung zur Antennenbuchse des Senders oder des Anpaßgeräts. Die weitere Schaltung ist aus Bild 13.5. ersichtlich. Die hier angegebenen Widerstandswerte können nur ganz grobe Richtwerte sein. Ihre Größe ist abhängig vom verwendeten Meß-

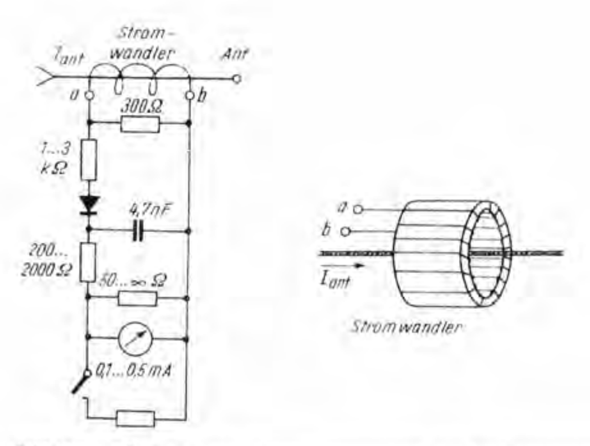


Bild 13.5. Schaltung eines Antennenstrommessers mit HF-Stromwandler

instrument, der Ausführung des Stromwandlers und der Senderleistung. Mit dem Schalter kann ein weiterer Meßbereich gewählt werden.

An dieser Stelle sei noch einmal darauf hingewiesen, daß der absolute Wert des Antennenstroms keinen Schluß auf den Betrag der ausgekoppelten Sendeleistung zuläßt, wenn man nicht den Wellenwiderstand der Speiseleitung kennt. Werden beispielsweise $P = 30$ W auf $R_a = 70\ \Omega$ ausgekoppelt, so ergibt sich ein Antennenstrom von

$$I = \sqrt{\frac{P}{R_a}} = \sqrt{\frac{30}{70}} = 0{,}65\ \text{A} \qquad (37)$$

Der gleiche Strom tritt bei $P = 100$ W und $R_a = 240\ \Omega$ auf. – Das beschriebene Antennenanpaßgerät wird auf die Sendefrequenz abgestimmt. Damit dämpft es eventuell auch vom Tankkreis hindurchgelassene Neben- und Oberwellen. Trotzdem sind TVI- und BCI-Störungen immer noch möglich, weil HF-Energie über den Stromversorgungsteil des Senders ins Netz gelangen kann oder von Bauteilen unter Umgehung des Tank- und Antennenkreises abgestrahlt wird. Das Abstrahlen durch Bauelemente kann

nur durch allseitige Abschirmung des Senders (ggf. durch Maschendraht) sowie einer Kabelverbindung zwischen PA und Antennenkoppler verhindert werden. Gegen das Abwandern von HF-Energie ins Netz hilft ein *HF-Netzfilter* (Bild 13.6.). Die Spulen L1 und L2 werden mit 1,5-mm-CuL Windung neben Windung auf einen Isolierstoffkörper (Pertinax genügt) von 20 mm Durchmesser gewickelt. Jede Spule erhält 50 Wdg. Beide Spulen werden in etwa 40 mm Abstand nebeneinander montiert. Für die Kondensatoren verwendet man am besten Durchführungskondensatoren. Spulen und Kondensatoren kommen in ein allseitig geschlossenes Blechgehäuse (alter Bandfilterbecher, Konservendose o. ä.). Sollten trotz der bereits erläuterten Maßnahmen und trotz Verwendung einer gut angepaßten Antenne immer noch BCI- und TVI-Störungen auftreten, so kann man versuchen, zwischen Tankkreis und Antennenanpaßgerät ein *Tiefpaßfilter* [21] zu schalten. Seine Grenzfrequenz liegt bei 40 MHz; alle darüber liegenden Frequenzen werden gesperrt. Bild 13.7. zeigt die Schaltung des Tiefpaßfilters. Das Filter muß in einen allseitig geschirmten Kasten mit 2 Trennwänden in der dargestellten Weise eingebaut werden. Für den Anschluß des Filters verwendet man Koaxbuchsen oder fügt es harmonisch im Sender zwischen PA und Anpaßgerät ein.

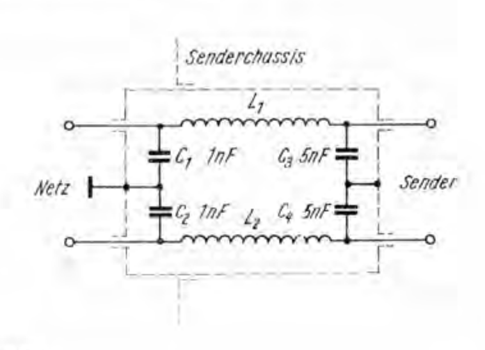


Bild 13.6. HF-Netzfilter

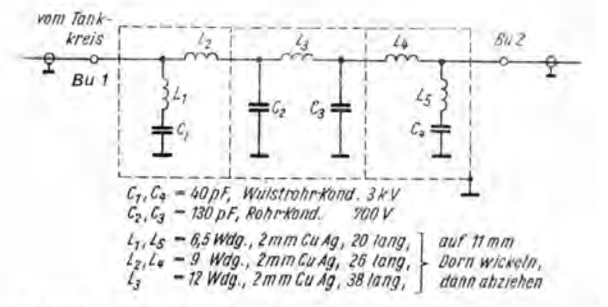


Bild 13.7. Tiefpaßfilter für KW-Amateursender. Der Eingangs- und der Ausgangswiderstand beträgt 70 Ω (Anschluß über Koaxkabel)

Die Spulen müssen wie folgt abgeglichen werden:

- Bu1 wird mit einem 10 mm breiten Cu-Band kurzgeschlossen; L2 und L4 werden ausgelötet. Mit dem Griddipper gleicht man den Kreis L1, C1 bei 50 MHz auf Resonanz ab, indem man die Spulenwindungen von L1 zusammendrückt oder auseinanderzieht.
- Bu2 wird kurzgeschlossen und L5, C4 ebenfalls bei 50 MHz auf Resonanz abgeglichen.
- Nun bringt man den durch C2, L3, C3 gebildeten Kreis bei 28,5 MHz auf Resonanz.
- Kurzschlüsse an Bu1 und Bu2 entfernen. L3 auslöten, L2 und L4 wieder einlöten und den durch L2, L1, C1, C2 gebildeten Kreis durch Verändern der Spulenlänge von L2 bei 36 MHz auf Resonanz einstellen.
- Ebenso mit dem Kreis L4, L5, C4, C3 durch Ändern der Spulenlänge L4 verfahren.
- L3 wieder einbauen. Mit dem Griddipper muß sich jetzt an jeder Spule ein Dip bei etwa 40 bis 45 MHz feststellen lassen.

Von den zahlreichen weiteren Zusatzeinrichtungen, die die Senderbedienung vereinfachen sollen, sei als letztes Beispiel eine *sprachgesteuerte Sende/Empfangs-Umschalteinrichtung* (voice-control) beschrieben. Meist verwendet man dafür eine Röhrenschaltung, die beim Besprechen des Mikrofons eine NF-Spannung vom Modulationsverstärker er-

hält. Diese Spannung wird verstärkt, gleichgerichtet und einer Schaltröhre zugeführt. Ein Relais führt dann alle notwendigen Umschaltungen aus (Empfänger aus-, Sender einschalten, Antenne umschalten). Der interessierte Leser findet geeignete Schaltungen in den Bänden 32 und 39 der Reihe *Der praktische Funkamateur*. Ergänzend dazu sei im folgenden eine mit Transistoren ausgerüstete Voice-control-Schaltung dargestellt.

Bild 13.8. zeigt die einfache von DJ6ON gebaute Schaltung [22]. Sie kommt mit nur einem Transistor als aktives Bauelement aus. Wenn keine NF-Spannung an P1 liegt, befindet sich die Basis des Transistors über R2 auf Emitterpotential. Es fließt deshalb nur der Kollektorreststrom; das Relais erhält Fehlstrom. Unter Fehlstrom versteht man Stromstärken, die den Relaisanker weder betätigen noch ihn halten können. Der Fehlstrom ist also immer kleiner als der Ansprech- und der Haltestrom eines Relais. Wird das Mikrofon besprochen, so gelangt NF-Spannung über P1 an die Diode, die die Spannung gleichrichtet. Die Diode

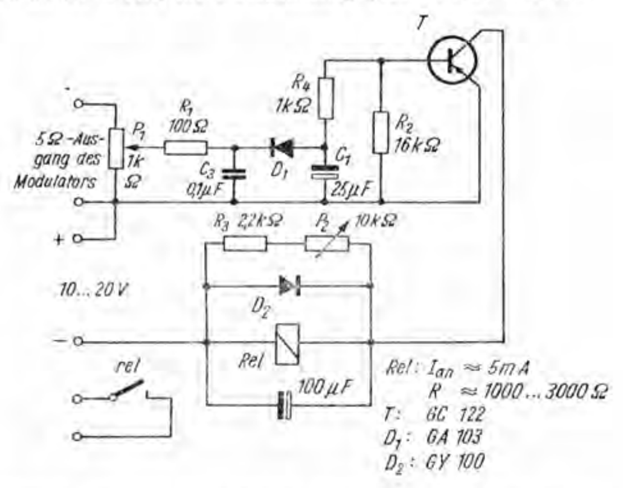


Bild 13.8. Schaltung einer einfachen Sprachsteuerung des Senders (voice control)

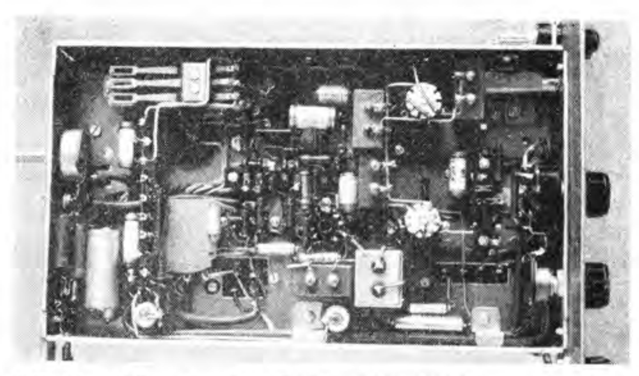


Bild 13.9. Aufbau eines mit Röhren bestückten Modulationsverstärkers mit voice-control (das Relais, ein mittleres Rundrelais ist zu erkennen)

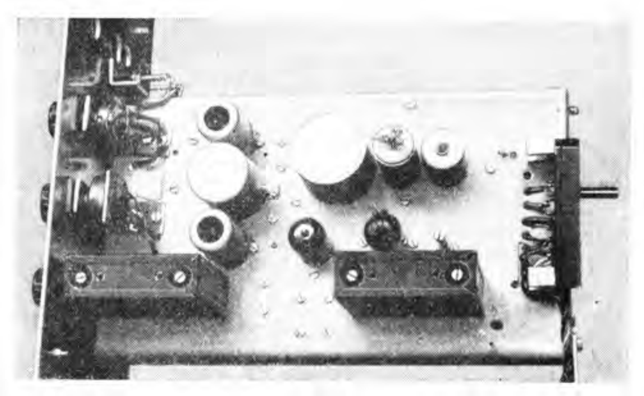


Bild 13.10. Blick auf das Chassis des Modulationsverstärkers

ist so gepolt, daß negatives Potential über R4 an die Basis des Transistors gelangt, der durchgesteuert wird und das Relais betätigt.

P1 muß man so einstellen, daß das Relais bei normaler Lautstärke gerade zieht. Raumgeräusche dürfen die voice-controle nicht ansprechen lassen. Die Abfallzeit des Relais wird durch C1, C2 und R3, P2 bestimmt. Die Betriebsspannung der Schaltung muß je nach verwendetem Relais zwischen 10 und 20 V liegen. Die Diode D2 ist unbedingt vorzusehen; sie schließt die im Abschaltmoment in der Relaiswicklung entstehende Induktionsspannung kurz. Ein eventuell benutzter Stationslautsprecher darf natürlich nicht direkt auf das Mikrofon gerichtet sein, da die Umschalteinrichtung sonst auf Geräusche anspricht, die der Lautsprecher abstrahlt.

Bei Verwendung eines weniger empfindlichen Relais muß der Transistor ein GD 120 sein. R3 und P2 wird man dann ebenfalls verändern müssen.

14. Die Stromversorgung des Senders

Zum Betrieb der Röhren und der Hilfseinrichtungen, wie Relais, Beleuchtung usw., sind Spannungen unterschiedlichster Größe erforderlich. Da man Gleichstromnetze nur noch selten antrifft und diese künftig ganz verschwinden, soll auf die Wiedergabe eines Gleichstromnetzteils verzichtet werden.

Am Wechselstromnetz gewinnt man die erforderlichen Spannungen aus Transformatoren und Gleichrichtern. Bevor man den Netzteil entwirft, muß man sich eine Übersicht über die erforderlichen Spannungen und Stromstärken verschaffen, um die richtige Auswahl der Bauelemente treffen zu können. Für den in Band 62 beschriebenen zweistufigen Sender mit Modulator gestaltet sich die Übersicht in folgender Weise:

– Heizspannung und -Strom für EF 80, EL 81, ECC 83, EL 34 und Signallampe (6,3 V, 0,3 A)	6,3 V,	3,4 A;
– Anodenspannung für die PA	etwa 320 V,	70 mA;
– Anodenspannung für Modulatorendstufe	etwa 320 V,	90 mA;
– Anodenspannung für Oszillator (stabilisiert)	150 V,	7 mA;
– Anodenspannung für Modulatorvorstufen	150 V,	1 mA;
– Querstrom durch den 150-V-Stabilisator		8 mA;
– Gittervorspannung für die PA	– 200 V,	5 mA.

Da man zweckmäßig die stabilisierte Spannung von 150 V und auch die Gittervorspannung der PA aus dem 320-V-Gleichrichter gewinnen wird, ergibt sich für die 320-V-Wicklung ein Strom von ≈ 180 mA. (Wegen des intermittierenden Betriebs könnte man 150 mA ansetzen, ohne den Transformator thermisch zu überlasten.)

Man braucht also einen Transformator für etwa
sekundär
6,3 V/3,4 A, 22 W
2×320 V/180 mA, 58 W, $P_{sek} = 80$ W;
primär
220 V

$$P_{wirk} = \frac{P_{sek}}{\eta} = \frac{80\ W}{0{,}75} = 107\ W\ , \tag{38}$$

$$P_{sch} = \frac{P_{wirk}}{\cos\varphi} = \frac{107}{0{,}8} = 135\ VA\ ; \tag{39}$$

P_{sch} = Primärscheinleistung.
Bei dieser Berechnung wurden der Wirkungsgrad η mit 0,75 und der Leistungsfaktor $\cos\varphi$ mit 0,8 angenommen. Mit diesen Werten kann man bei Kleintransformatoren bis etwa 300 VA rechnen.
Die mögliche Leistungsabgabe eines vorhandenen Transformators kann man überschlägig aus dem Eisenquerschnitt und die Strombelastungen aus den Drahtdurchmessern abschätzen. Für Kleintransformatoren gilt

$$P_{wirk}/\text{Watt} = A_{Fe} \cdot 0{,}9, \tag{40}$$

und

$$I/A = 2 \cdot d^2; \tag{41}$$

A_{Fe} in cm², d in mm.
Der Faktor 0,9 in Gleichung (40) berücksichtigt den Füllfaktor des Eisenkerns. Der Gleichung (41) liegt eine Stromdichte $S = I/A = 4 \cdot I/d^2\pi$ von rund 2,5 A mm^{-2} zugrunde.

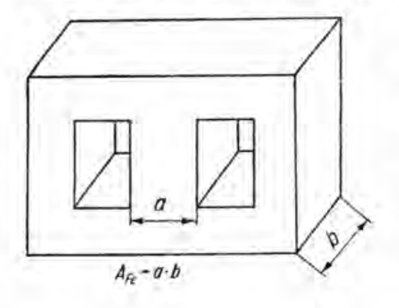


Bild 14.1.
Darstellung eines Trafokerns zur Berechnung des Eisenquerschnitts (maßgebend ist der mittlere Steg des Kernes, also der in der Spalte steckende Teil)

Die Drahtdurchmesser der Heizwicklungen lassen sich ausreichend genau feststellen. Bei den Anodenwicklungen ist das schwieriger, weil meist nicht der dünne Wicklungsdraht, sondern ein stärkeres Anschlußstück aus dem Spulenkörper herausgeführt wird. Aus der Gesamtleistung des Transformators und aus den ermittelten Heizleistungen läßt sich die Leistung der Anodenwicklung abschätzen.

Statt der früher üblichen Gleichrichterröhren verwendet man heute lieber *Siliziumgleichrichter*. Bei der Auswahl der Dioden muß man beachten, daß in der Sperrphase außer der Transformatorspannung auch die Ladespannung des ersten Kondensators der Siebkette an der Diode liegt. Ihre Sperrspannung muß also mindestens

$$\hat{U}_{sp} = 2 \cdot \sqrt{2} \cdot U_{eff} \qquad (42)$$

betragen. Für unser oben betrachtetes Netzteil brauchen wir deshalb Dioden mit einer Sperrspannung von

$$\hat{U}_{sp} = 2 \cdot 1{,}414 \cdot 320\ V = 910\ V.$$

Es kommen Siliziumdioden SY 110 oder SY 130 in Frage, die darüber hinaus mit 1 A Durchlaßgleichstrom und 6 A periodischen Spitzendurchlaßstrom belastet werden dürfen. Da wir nur knapp 0,18 A Gleichstrom benötigen, erübrigt sich eine Nachrechnung der auftretenden Spitzenströme und die Montage der Dioden auf besondere Kühlbleche; man kann sie freitragend einbauen. Es sei erwähnt, daß in der Durchlaßphase wegen der Aufladung des Ladekondensators Spitzenströme auftreten, die weit größer als der vom Netzteil gelieferte Gleichstrom sein können. Bei zu knapper Auslegung der Gleichrichter besteht die Gefahr ihrer Zerstörung. Im Bedarfsfalle kann man Siliziumgleichrichter parallel schalten. Man muß dann aber jeder Diode einen Widerstand von 10 Ω in Reihe schalten, um eine möglichst gleichmäßige Verteilung des Gesamtstroms auf die Dioden zu erhalten.

Die Anodengleichspannungen aller Röhren bis auf die PA müssen gut gesiebt werden. Die PA-Anodenspannung darf einen größeren Brummanteil haben, da keine weiteren

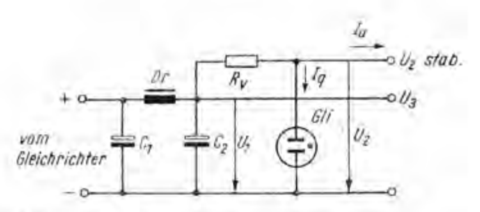


Bild 14.2. Glimmstabilisatorschaltung

Verstärkerstufen folgen. Man kann deshalb die PA-Spannung vor der Siebdrossel abnehmen. Dadurch verbessert sich die Siebwirkung für die Vorstufen, die Anodenspannung der PA ist größer, und die Siebdrossel darf eine kleinere Ausführung sein.

Die Anoden- und Schirmgitterspannung des Oszillators muß unabhängig von der Belastung des Netzteiles sein. Deshalb wird diese Spannung durch einen *Glimmstabilisator* stabilisiert. In Bild 14.2. bedeuten

I_a = Laststrom (Oszillator-Anodenstrom),

I_q = Querstrom durch den Stabilisator (Röhrentabelle);

U_1 = unstabilisierte Eingangsspannung (das ist die vom 320-V-Gleichrichter gelieferte und bereits gesiebte Anodenspannung),

ΔU = Eingangsspannungsschwankung (sie tritt infolge unstabiler Netzspannung und schwankender Belastung des 320-V-Gleichrichters auf),

U_2 = Brennspannung des Stabilisators.

R_v muß so dimensioniert sein, daß trotz schwankender Eingangsspannung und sich ändernden Laststroms die Grenzwerte des Querstroms $I_{q\,min}$ und $I_{q\,max}$ nicht unter- bzw. überschritten werden. Für R_v ergeben sich damit folgende Formeln:

$$R'_v \leq \frac{U_1 - \Delta U - U_2}{I_{q\,min} + I_{a\,max}}; \tag{43a}$$

$$R''_v \geq \frac{U_1 + \Delta U - U_2}{I_{q\,max} + I_{a\,min}}. \tag{43b}$$

Für R_v nimmt man dann den Mittelwert aus R_v' und R_v'', also

$$R_v = \frac{R_v' + R_v''}{2} . \tag{44}$$

Beispiel

$U_1 = 320$ V, $\Delta U = (+40\,\%, -7\,\%)$, das sind absolut $+130$ V wegen möglicher Entlastung (Leerlauf) des 320-V-Gleichrichters in den Sende- oder Tastpausen bzw. -20 V wegen möglicher Unterspannung im Netz, $I_a = 0$ bis 8 mA, Stabilisator StR 150/30 mit $I_{qmin} = 5$ mA und $I_{qmax} = 30$ mA.

$$R_v' \leqq \frac{320 - 20 - 150}{5 + 8} \, k\Omega \leqq 11{,}5 \, k\Omega ,$$

$$R_v'' \geqq \frac{320 + 130 - 150}{30 + 0} \, k\Omega \geqq 10 \, k\Omega ,$$

$$R_v \approx \frac{10 + 11{,}5}{2} = 10{,}8 \, k\Omega$$

Die Belastung des Widerstands wird

$$P_{Rv} = \frac{(U_1 + \Delta U - U_2)^2}{R_v} \tag{45}$$

$$P_{Rv} = \frac{(450 - 150)^2}{8{,}5 \cdot 10^3} = 10 \, W$$

Eine Reihe leistungsstarker PA-Röhren erfordert Anodenspannungen, die zwischen 800 und 3000 V liegen. Als Beispiele seien genannt:

Type	U_a/V	U_{g2}/V	U_{g1}/V	I_a/mA	I_{g2}/mA	I_{g1}/mA
SRS 551	800	380	− 35	200	25	14
SRS 501	1500	400	−120	150	25	4
SRS 461	800	250	− 90	385	30	9

Außer dem Netztransformator für die Heizspannungen und die Anodenspannung der Vorröhren wird ein Hochspannungstransformator mit zugehörigem Gleichrichter und Siebkette benötigt.

Etwas problematisch ist die Auswahl der *Hochspannungsgleichrichter*. Man muß entweder Quecksilberdampf-Gleichrichterröhren oder mehrere in Reihe geschaltete Siliziumdioden benutzen.

Als Röhren kommen in Frage

G 10/1d mit U_{sperr} = 10 kV,
I_{max} = 0,25 A (Einweggleichrichtung)
= 0,50 A (Doppelweggleichrichtung)

G 10/4d mit U_{sperr} = 10 kV,
I_{max} = 1,40 A (Einweggleichrichtung)
= 2,80 A (Doppelweggleichrichtung)

Bei der Verwendung der Quecksilberdampf-Gleichrichter muß man Drosseleingang der Siebkette (kein Ladekondensator) und verzögerte Einschaltung der Hochspannung vorsehen. Andernfalls können die Röhren zerstört werden. Auf die Dimensionierung wurde bereits in Band 32 und Band 39 der Reihe *Der praktische Funkamateur* eingegangen.

Auch die Verwendung der Siliziumdioden erfordert einige schaltungstechnische Maßnahmen, um die empfindlichen Dioden vor der Zerstörung zu bewahren. Kurzzeitige Stoßströme bis zum 10fachen Nennwert schaden den Dioden nicht, wohl aber Spannungsspitzen, die über ihre maximale Sperrspannung hinausgehen. Diese Überspannungen treten beim Ein- und Ausschalten des Transformators auf. Man muß sie durch Kondensatoren abfangen, die jeder Diode (1 nF) oder der Transformatorwicklung (5 nF) parallelgeschaltet (Bild 14.3.) werden.

Ferner ist es zweckmäßig, die Netzspannung nicht sofort mit voller Höhe, sondern erst über einen Widerstand an den Hochspannungstransformator zu legen. Erst nach Ablauf einiger Zehntel Sekunden wird der Widerstand überbrückt. Diese Verzögerung kann leicht durch Relais erreicht werden. In der Schaltung nach Bild 14.3. zieht erst Rel 1. Sein Kontakt r_{12} überbrückt die „EIN"-Taste,

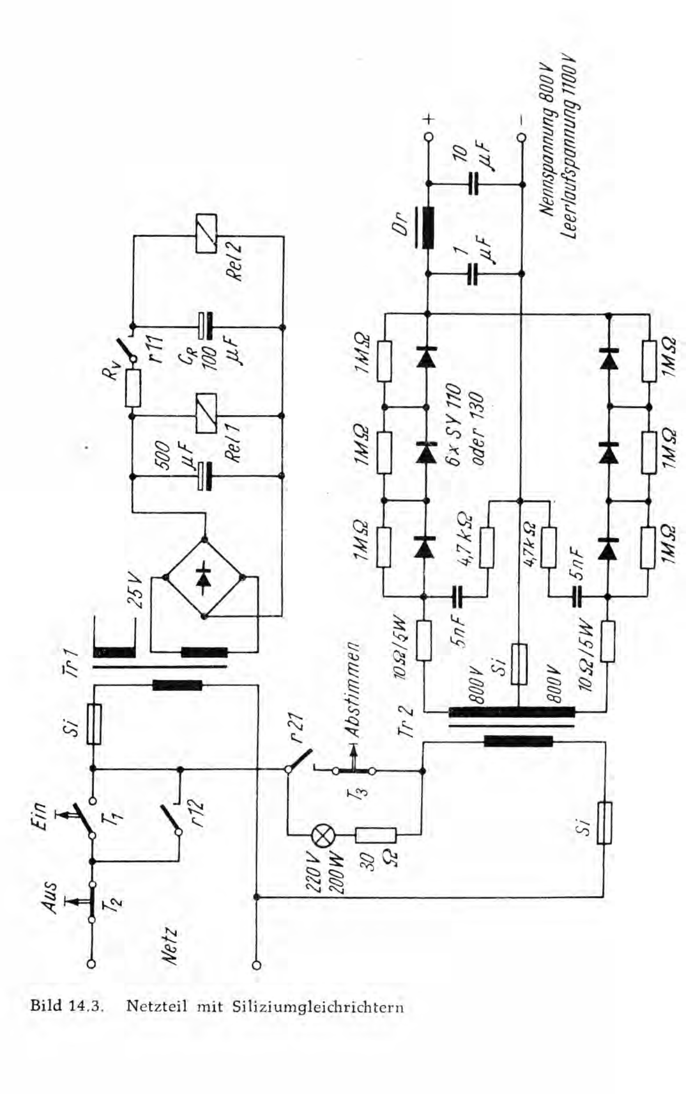


Bild 14.3. Netzteil mit Siliziumgleichrichtern

r_{11} gibt Spannung an Rel 2. Dieses zieht wegen des Zeitglieds R_v / C_r verzögert an. Rel 2 muß eine 12-V-Wicklung haben. Der Widerstand R_v ist gleich dem Wicklungswiderstand dieses Relais. Wenn Rel 2 noch nicht angezogen hat, sind der Primärwicklung des Hochspannungstransformators eine 200-W-Glühlampe und ein Widerstand ausreichender Belastbarkeit vorgeschaltet. Die Abschaltung des Netzteils erfolgt über die „AUS"-Taste. Wird sie gedrückt, fallen die Relais ab. Die Taste T3 dient zur Herabsetzung der Hochspannung, wenn die PA abgestimmt werden soll. Den Dioden liegen Widerstände parallel. Sie sorgen für eine annähernd gleichmäßige Aufteilung der Sperrspannung auf die Dioden. Darüber hinaus sollte man die Diodentypen so auswählen, daß sie nur mit etwa 75 bis 80 % ihrer zulässigen Sperrspannung belastet werden. In Schaltung Bild 14.3. tritt eine maximale Sperrspannung von $2 \cdot \sqrt{2} \cdot 800\,V = 2{,}3\,kV$ auf (siehe Fußnote Seite 93).

Durch *Spannungsverdopplung* kann man auch aus handelsüblichen Netztransformatoren höhere PA-Spannungen gewinnen (Bild 14.4.).

C1 wird auf den Spitzenwert der Transformatorenspannung $\sqrt{2} \cdot U_\sim$ aufgeladen. In der Durchlaßphase des Gleichrichters Gr 2 liegen dann an der Reihenschaltung der Kondensatoren C2, C3 die Ladespannung des Kondensators C1 und die Transformatorspannung. Im Leerlauf erhält man deshalb eine Gleichspannung von $U = 2 \cdot \sqrt{2} \cdot U_\sim$. Bei Belastung des Netzteils geht die Spannung zurück. Durch genügend große Kapazitäten C1, C2, C3 kann der Rückgang aber klein gehalten werden.

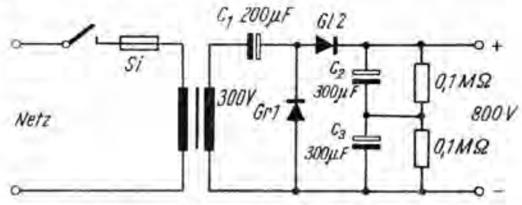


Bild 14.4. Prinzipschaltung eines Spannungsverdopplers

Mit Spannungsverdopplern lassen sich direkt aus dem 220-V-Netz rund 600 V Gleichspannung gewinnen. Diese Spannung reicht für eine SRS 551 aus, um einen Input von reichlich 100 W zu erzielen.

Die transformatorlose Verdopplerschaltung hat allerdings den Nachteil, daß der Sender in direkter galvanischer Verbindung zum Netz steht. Ein Berührungsschutz läßt sich deshalb nicht ohne besondere Maßnahmen gewährleisten; das Gerät ist lebensgefährlich und wird bei der Abnahme der Station nicht zum Betrieb freigegeben.

Nach TGL darf der Sender nur an Schutzkontaktdosen (Schukodosen) angeschlossen werden. Bei diesen liegen die Netzzuleitungen an den Steckdosenbuchsen, während der vorhandene Schutzkontakt mit einer Erdleitung oder dem Nulleiter des Netzes verbunden ist.

Der Nulleiter eines Netzes läßt sich leicht ermitteln. Eine 25-W-Lampe wird einpolig an die Wasserleitung angeschlossen. Mit dem freien Pol sucht man die Netzleitung, bei der die Lampe brennt. Diese Leitung ist ein Außenleiter (Phase), die andere, bei der die Lampe nicht brennen darf, stellt den Nulleiter dar.

Um gefahrlos unser transformatorloses Netzteil anschließen zu können, müssen wir Maßnahmen treffen, die mit Sicherheit verhindern, daß der Außenleiter am Gerätechassis liegt. Im einfachsten Falle sieht man in der Funkstelle eine be-

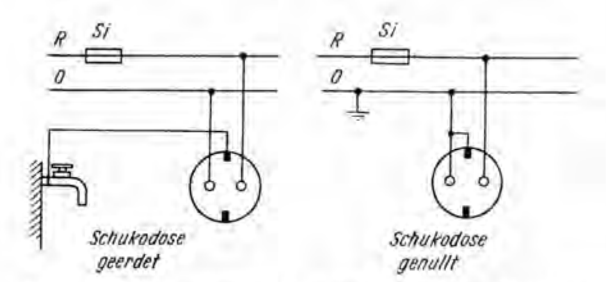


Bild 14.5. Schaltung einer geerdeten und einer genullten Schutzkontaktdose (Schukodose)

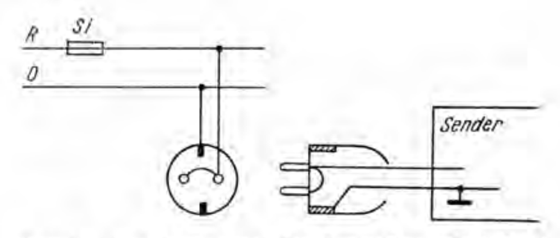


Bild 14.6. Spezielle Beschaltung einer Schutzkontaktdose (Schukodose) für einen Sender mit trafolosem Netzteil

sondere Schutzkontaktdose vor, bei der der Außenleiter des Netzes mit beiden Buchsen verbunden ist (Bild 14.6.). Der Nulleiter liegt am Schutzkontakt. Den Schukostecker des Senders beschaltet man in gleicher Weise. Dabei muß der mit dem Senderchassis in Verbindung stehende Leiter am Schutzkontakt liegen. Der Sender kann nur an dieser Dose betrieben werden. Wird an eine normal beschaltete Steckdose angeschlossen, tritt ein Kurzschluß ein.
Diesen Nachteil kann man durch eine Umpolautomatik [25] vermeiden (Bild 14.7.). Rel 1 erhält immer dann Spannung, wenn falsch angeschlossen wird. Es zieht an und polt die Anschlüsse um, so daß der Nulleiter immer am Gehäuseanschluß liegt. Erst dann kann Rel 2 ansprechen und das Gerät mit dem Netz verbinden. Die Einschaltung erfolgt

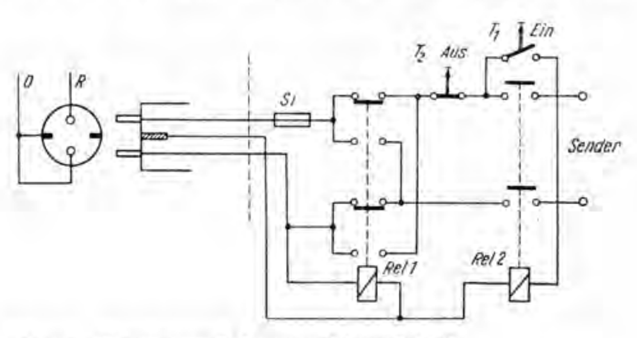


Bild 14.7. Umpolautomatik für ein trafoloses Netzteil

mit der Drucktaste T1, die Ausschaltung mit T2. Eine weitere, von DL 6 BG angegebene Schutzschaltung zeigt Bild 14.8. Eine Einschaltung des Netzteils ist nur möglich, wenn

a) der Anschluß an eine einwandfrei geerdete oder genullte Schutzkontaktdose erfolgte und
b) der Netzstecker so in die Steckdose eingeführt wurde, daß der Nulleiter am Gehäuse des Geräts liegt.

Wird S1 geschlossen, so bekommt der Glimmzünder Gl (ein für Leuchtstofflampen üblicher Zünder) über S1 (Primärwicklung des Transformators) Schutzkontakt Spannung. Fast die gesamte Netzspannung fällt an Gl ab, so daß das Relais, da es nur Fehlstrom erhält, nicht anziehen kann. Nach kurzer Zeit schließt der Glimmzünder seinen Kontakt, an Tr liegt nun die volle Netzspannung, das Relais zieht und schaltet endgültig ein. Gl ist jetzt durch einen Relaiskontakt kurzgeschlossen, sein Bimetallkontakt kehrt in die Ruhelage zurück.

Sollte der Netzstecker falsch gepolt sein – der Nulleiter des Netzes befindet sich am R-Kontakt des Steckers –, so erhält Gl keine Spannung; es erfolgt kein Einschalten des Geräts. Fehlt der Schutzkontaktanschluß, dann wird das Gerät gleichfalls nicht eingeschaltet. Für das Relais muß eine Ausführung mit Starkstromkontakten und 12-V-Wicklung benutzt werden (beispielsweise das Zwischenrelais *RH 97* vom *VEB EAW Treptow*).

Das in Bild 14.8. dargestellte Netzteil gibt alle für einen Sender erforderlichen Spannungen ab. Die Verwendung von Siliziumdioden und großer Ladekapazitäten läßt eine für alle Zwecke ausreichende Strombelastung zu.

Zur *Stromversorgung von Transistorstufen* werden Spannungen zwischen 6 und 20 V benötigt. Diese lassen sich bei volltransistorisierten Geräten aus Batterien gewinnen. Abgesehen von Akkumulatoren, gibt es dafür spezielle Trokkenbatterien, die auch über eine längere Betriebszeit hinweg eine konstante Klemmenspannung behalten; sie sind als „Transistorbatterie" gekennzeichnet. Die entsprechende

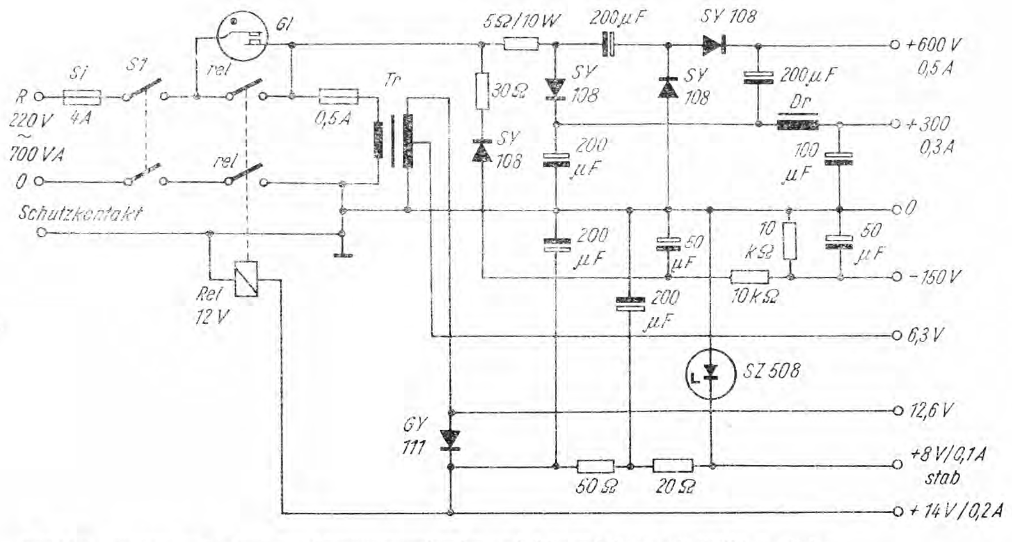


Bild 14.8. Trafoloses Netzteil mit Spannungsverdoppler und Schutzschaltung mittels Glimmzünder

4,5-V-Flachbatterie (Fabrikat Thuringia) trägt die Typenbezeichnung *3 R 12*.
In Geräten mit Netzanschluß wird man die Transistorbetriebsspannungen über Gleichrichter aus dem Netztransformator beziehen. Häufig ist eine von Netzspannungs- und Belastungsschwankungen unabhängige Spannung erwünscht. Vor allem für die Oszillatoren sind konstante Betriebsspannungen erforderlich, weil sich sonst Frequenzänderungen nicht vermeiden lassen. Am besten lassen sich konstante Spannungen mit Hilfe von vollelektronischen Netzteilen erzeugen, die als mit Transistoren ausgerüstete Regelschaltungen ausgeführt werden. Geeignete Schaltungsvorschläge sind in [30] und [31] zu finden.
Eine einfachere, aber auf geringere Leistungen beschränkte Möglichkeit bieten *Zenerdioden*. Das sind Siliziumdioden mit einem besonders ausgeprägten Durchbruchgebiet (Zenergebiet). Die Kennlinien einiger Zenerdioden zeigt Bild 14.9. Wird das Zenergebiet erreicht, so sinkt der Widerstand der Diode stark ab. Schaltet man der Diode einen Widerstand vor und legt eine Spannung U_1 an, die größer als die Zenerspannung U_z ist, so ändert sich auch

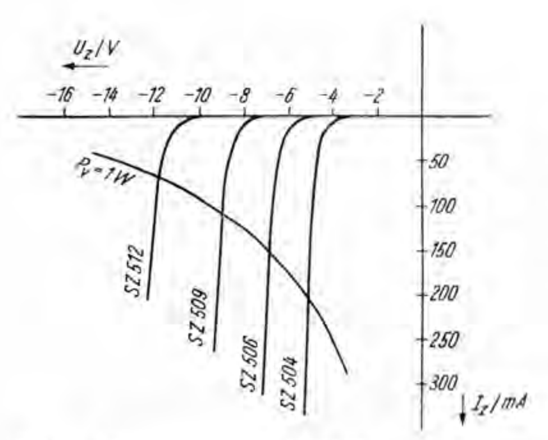


Bild 14.9. Sperrkennlinien von Zenerdioden

bei schwankender Eingangsspannung U_1 die Zenerspannung fast nicht. Die Zenerdiode kann man mit einem Glimmstabilisator vergleichen. Glimmstabilisatoren lassen sich nur für Spannungen > 60 V fertigen, Zenerdioden gibt es zur Zeit im Handel mit Zenerspannungen zwischen 1 und 25 V (im Weltmaßstab bis 200 V). Will man höhere Spannungen stabilisieren, so kann man mehrere Dioden der gleichen Typenreihe in Reihe schalten. Die Zenerspannungen addieren sich. Für Zwecke der Spannungsstabilisierung kommen die Leistungs-Zenerdioden des *VEB Halbleiterwerk Frankfurt (Oder)* (HWF) in Betracht, die an der Typenbezeichnung SZ mit nachfolgender dreistelliger Ziffer zu erkennen sind. Die letzten beiden Ziffern geben die ungefähre Zenerspannung an, z. B. liegt bei der SZ 509 die Zenerspannung je nach Exemplar zwischen 8,5 und 9,6 V.
Die Dioden dürfen ohne Kühlblech bis 1 W (Umgebungstemperatur < 50 °C) belastet werden. Dabei ist die an der Diode auftretende Verlustleistung P_V

$$P_V = U_z \cdot I_z; \qquad (46)$$

U_z = Zenerspannung, I_z = Strom durch die Diode.
Schraubt man die Diode auf ein 2 mm starkes Alublech, so darf die Belastung größer sein; sie richtet sich nach der Blechgröße.

Bei 65 cm² etwa 5 W
bei 40 cm² etwa 4 W
bei 10 cm² etwa 2 W.
} Blech quadratisch, Umgebungstemperatur < 50 °C.

Eine Zenerdioden-Stabilisierungsschaltung (Bild 14.10.) ähnelt der Stabilisierungsschaltung mit Glimmröhre. Der Vorwiderstand R_V wird auch in gleicher Weise berechnet (Formeln 43a, 43b, 44, 45 mit $U_2 \triangleq U_z$ und $I_G \triangleq I_z$). Den

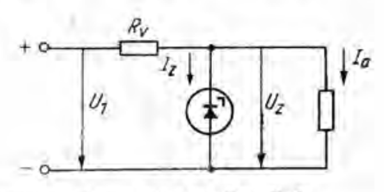


Bild 14.10. Spannungsstabilisierungsschaltung mit einer Zenerdiode

maximalen Querstrom durch die Diode erhält man aus der Formel (46), der minimale Querstrom I_{zmin} wird vom Hersteller der Dioden mit 10 mA angegeben.

Beispiel

Es soll eine stabilisierte Spannung von etwa 12 V bei einer Stromentnahme zwischen 10 und 40 mA und einer Eingangsspannung, die zwischen 20 und 25 V schwanken kann, bereitgestellt werden.

Wir verwenden die Diode SZ 512 mit $U_z \approx 12$ V und schrauben sie auf ein Kühlblech von 30 mm × 30 mm × 2 mm Abmessungen, $P_{vmax} = 2$ W.

$$I_{zmax} = \frac{P_{vmax}}{U_z} = \frac{2\ \mathrm{W}}{12\ \mathrm{V}} \approx 0{,}16\ \mathrm{A}$$

$$R_v' \leq \frac{20 - 12}{12 + 40}\ \mathrm{k}\Omega = 160\ \Omega$$

$$R_v'' \geq \frac{25 - 12}{160 + 10}\ \mathrm{k}\Omega = 77\ \Omega$$

$$R_v \approx \frac{160 + 77}{2}\ \Omega = 120\ \Omega$$

$$P_{rv} = \frac{(25 - 12)^2}{120}\ \mathrm{W} = 1{,}4\ \mathrm{W}, \quad \text{gewählt} > 2\ \mathrm{W},\ \text{Drahtwiderstand.}$$

Die Diode wird tatsächlich mit folgender Leistung belastet: Durch die Diode fließt bei $R_v = 120\ \Omega$, $U_{1max} = 25$ V und $I_{amin} = 10$ mA ein Strom von

$$I_z = \frac{U_1 - U_2}{R_v} - I_{a\,min} = \frac{25 - 12}{0{,}12}\ \mathrm{mA} - 10\ \mathrm{mA}$$
$$= 98\ \mathrm{mA} \approx 100\ \mathrm{mA}$$

Damit wird

$$P_v = U_z \cdot I_z = 12\ \mathrm{V} \cdot 100\ \mathrm{mA}$$
$$= 1200\ \mathrm{mW} = 1{,}2\ \mathrm{W}.$$

Eine Überlastung der Diode kann also nicht auftreten. Ohne Kühlblech darf man sie jedoch nicht betreiben, es

sei denn, man setzt den Querstrom herab, was im vorliegenden Falle möglich ist.
Wird $R_v = 150\,\Omega$ (dieser Wert liegt noch in den durch R_v' und R_v'' geforderten Grenzen) gewählt, so erhält man für $I_z = 77$ mA und für $P_v = 0{,}93$ W.
Die Zenerspannung ist etwas temperaturabhängig. Den geringsten Temperaturkoeffizienten weisen Zenerdioden mit Zenerspannungen von 5 bis 6 V auf. Wenn man auf temperaturunabhängige stabilisierte Spannungen Wert legen muß, schaltet man deshalb 5-V-Dioden in Reihe, um beispielsweise 10 V, 15 V usw. zu erhalten.

*) Fußnote zu Seite 85. Für die Taster T1 (Ein), T2 (Aus) und T3 (Abstimmen) eignen sich nur Druckschalter, wie sie in der Starkstromtechnik üblich sind (Hersteller z. B. DUX Elektrotechnische Fabrik, 7027 Leipzig, Wasserturmstraße).

15. Praktische Kurzwellen-Senderschaltungen

15.1. Ein einfacher Sender für das 10-m-Band

In Band 62 wurde eine einfache zweistufige Senderschaltung für einen 80-m-Sender beschrieben. Hier folgt ein Vorschlag für einen 10-m-Sender (Bild 15.1.). Bei der wesentlich höheren Ausgangsfrequenz kommt man aus Gründen der Frequenzstabilität nicht mehr mit nur zwei Stufen aus. Wenn man zweistufig arbeiten wollte, müßte der Oszillator auf 14 MHz schwingen. Da die PA-Stufe unmittelbar angekoppelt ist, ließen sich Rückwirkungen nicht vermeiden. Es ist deshalb besser, den Oszillator auf 7 MHz schwingen zu lassen und eine Verdopplerstufe vorzusehen. Um das ganze 10-m-Band erfassen zu können, muß sich der VFO auf Frequenzen zwischen 7,00 und 7,425 MHz einstellen lassen. An der Anode der Oszillatorröhre wird die doppelte Frequenz (14,00 bis 14,85 MHz) ausgesiebt und über ein Bandfilter der folgenden Verdopplerstufe zugeführt. Ihr Anodenkreis ist auf den Bereich 28,00 bis 29,70 MHz abstimmbar ausgelegt. Die Abstimmung erfolgt mit einem Drehkondensator. Dadurch läßt sich auch mit einer EF 80 als Vervielfacher reichlich Ansteuerleistung für die PA erzielen. Wenn man auch an dieser Stelle ein Bandfilter einsetzen möchte, sollte im Verdoppler die EL 83 verwendet werden. In der Endstufe kann man auch eine andere Röhre, etwa die EL 81, einsetzen. Allerdings ist dann die erzielbare Ausgangsleistung geringer. Die Anodenverlustleistung der LV 3 beträgt 18 W. Diese steile Röhre neigt jedoch leicht zur Selbsterregung. Gegebenenfalls muß PA neutralisiert werden.

Da nur Einbandbetrieb vorliegt, dürfte die Neutralisation keinerlei Schwierigkeiten bereiten. Im Schaltbild sind die Bauelemente für die Neutralisation gestrichelt eingezeichnet. Über die Ausführung der Bandfilter, den mechanischen und

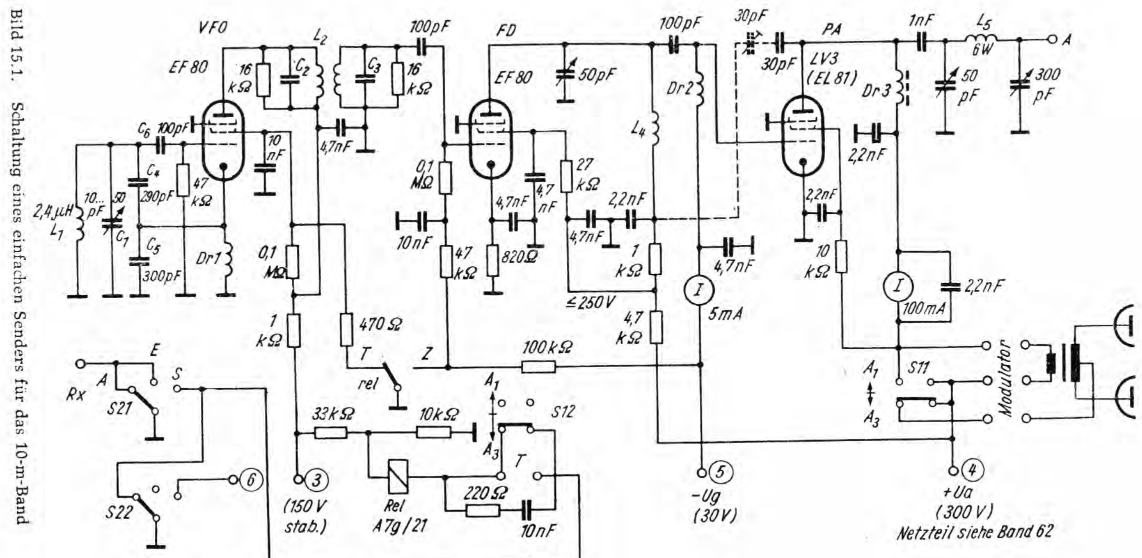


Bild 15.1. Schaltung eines einfachen Senders für das 10-m-Band

elektrischen Aufbau des Oszillators und weiterer Einzelheiten der Schaltung lese man in den entsprechenden Abschnitten nach. Im Rahmen der Broschüre ist es nicht möglich, ins einzelne gehende Baubeschreibungen zu bringen. Es können nur einige charakteristische Senderschaltungen vorgestellt werden. Viele technische Einzelheiten der Schaltungen wurden willkürlich ausgewählt. Je nach Wunsch und Auffassung des Amateurs sollte er die ihm am geeignetsten erscheinenden Schaltungsvarianten selbst festlegen.
Grundsätzlich kann gesagt werden, daß man mit dem Bau eines Senders am besten beim Oszillator beginnt. Erst wenn dieser auf den richtigen Frequenzbereich abgeglichen und durch Kombination geeigneter Schwingkreiskondensatoren temperaturkompensiert ist, sollte man die nächste Stufe aufbauen. Der Oszillator läßt sich recht gut zur Überprüfung und Einstellung aller ihm folgenden Stufen verwenden. Am Gitterstrominstrument der geheizten PA, die aber nicht mit Anoden- und Schirmgitterspannung versorgt wird, kann man den richtigen Abgleich des Bandfilters und die Einstellung des Verdoppleranodenkreises beobachten. Auf jeden Fall sollte man alle Kreise vor dem Einbau mit dem Griddipper überprüfen und nach dem Einbau in das Gerät ebenfalls mit dem Griddipper grob abgleichen. Die Drosseln Dr1 und Dr2 sind HF-Drosseln mit einer Induktivität von etwa 0,5 mH. Dr3 wickelt man mit 30 Wdg. 0,4-mm-CuL auf einen 40 mm langen Ferritstab. Auch 50 Wdg., auf ein 20 mm starkes Pertinax- oder Keramikrohr gewickelt, sind geeignet.

Die Bauelemente des Oszillatorschwingkreises

C1 = KW-Drehkondensator 10 ··· 50 pF (eventuell größeren Drehkondensator durch Reihenkapazität verkürzen)
C4 = 280 pF Tempa S und 10 pF Condensa F
C5 = 280 pF Tempa S und 20 pF Condensa F
C6 = 100 pF Calit
L1 = 2,4 μH, Keramikkörper 20 mm Durchmesser, 13 Wdg., 1-mm-CuL, etwa 20 mm lang.

Die Gittervorspannung der PA stellt man so ein, daß ohne Ansteuerung gerade kein Anodenstrom mehr fließt. Wenn die Taste gedrückt wird, soll ein Gitterstrom von etwa 2 mA auftreten. Durch Verändern des Schirmgitterwiderstands läßt sich die Ansteuerung in geringen Grenzen beeinflussen. Mit 500 V Anodenspannung lassen sich 40 W Input erreichen. In diesem Falle reicht der in Band 62 beschriebene 10-W-Modulationsverstärker mit der EL 34 für Anodenmodulation nicht mehr aus. Entweder geht man bei Fonie mit der Leistung auf 20 W zurück, oder man baut sich einen 20- bis 30-W-Modulator (s. Band 32 der Reihe *Der praktische Funkamateur*).

15.2. 80-m – 10-m-Sender für 20 W Input

Um auch bei diesem Sender mit nur drei Stufen auszukommen, läßt sich eine Oszillatorumschaltung nicht vermeiden. Diese Oszillatorumschaltung ist in Amateurkreisen zwar unbeliebt, weil jeder Schaltkontakt im Schwingkreis Unstabilitäten mit sich bringt, der Einsatz eines polarisierten Relais mit Gold-Nickel-Kontakten führt aber zu einem befriedigenden Ergebnis. Die Kontaktgabe ist ausgezeichnet und ändert sich auch im Laufe der Zeit nicht. Ferner hat der Relaisanker zwei exakt definierte Lagen, so daß sich auch eine einwandfreie Wiederkehrgenauigkeit ergibt (Bild 15.2.).

Der Oszillator schwingt auf 1,75 bis 1,90 MHz, wenn im 80-m-Band gearbeitet wird, und auf 7,000 bis 7,425 MHz beim 10-m-Betrieb. Der Clapposzillator ist so dimensioniert, daß die Ausgangsspannung nur wenig von der Drehkondensatoreinstellung abhängt. Um den Abgleich auf die angegebenen Frequenzbereiche zu vereinfachen, wurde ein Doppeldrehkondensator vorgesehen. Dadurch können die beiden Frequenzbereiche unabhängig voneinander auf die vorgeschriebenen Grenzen eingestellt werden. Das geschieht jeweils mit C1 und C8 bzw. C1′ und C8′.

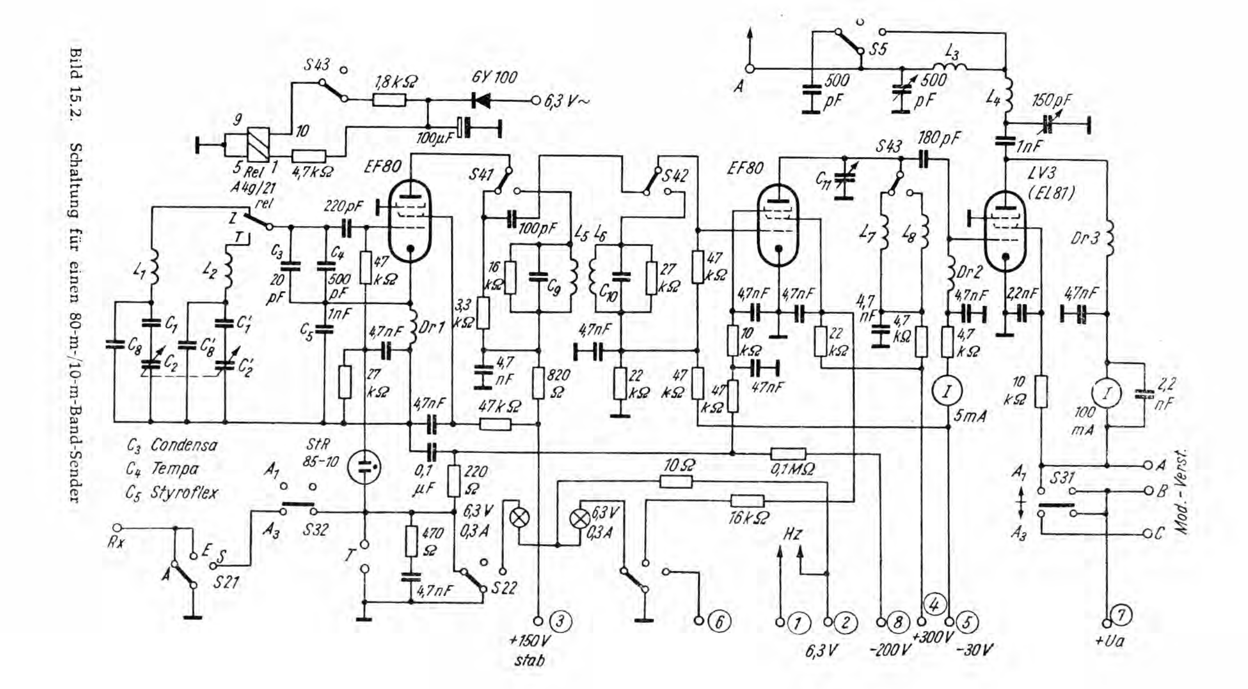


Bild 15.2. Schaltung für einen 80-m-/10-m-Band-Sender

Die Zuleitungen von den Kontakten des Relais zu den Sokkelanschlüssen müssen wir entfernen und die Zuleitungen zu den Schwingkreisen direkt an den Anschlußfahnen der Kontakte anlöten. Das Relais wird über ein Segment des Bandschalters S4 betätigt. Sonst bietet die Schaltung keine Besonderheiten. Die Werte der kritischen Bauelemente gehen aus nachstehender Tabelle hervor.

Die Angaben für das Bandfilter zwischen dem Oszillator und der Verdopplerröhre (L5, L6, C9, C10) gelten ebenso für das Bandfilter im 10-m-Sender (L2, L3, C2, C3 in Bild 15.1.).

L1 = 33,5 μH
L2 = 3,25 μH (hochwertige Keramikspule mit 1-mm-CuAg)
C1 = 200 pF Tempa S
C1′ = 70 pF Tempa S
C8 = 280 pF Tempa S und 20 pF Condensa N
C8′ = 130 pF Tempa S und 20 pF Condensa N
L5 = L6 = 15 Wdg. 0,5-mm-CuBB auf 10 mm Durchmesser, 13 mm lang, Abstand der Spulen 15 mm
C9 = C10 = 30 pF und Tauchtrimmer 5 ··· 25 pF
C11 = 100 pF oder 500 pF durch 130 pF verkürzt
L7 = 25 μH (Keramikkörper)
L8 = 0,6 μH (Keramikkörper)
L3 = 46 Wdg. 1-mm-CuL, 25 mm Durchmesser, 25 mm lang
L4 = 6 Wdg. 1,5-mm-CuAg, 25 mm Durchmesser, 25 mm lang
C7 = 1 nF FCo, Wulstrohrkondensator WKo 014
Dr3 = 90 Wdg. 0,4-mm-CuL, auf 50 mm langem Ferritstab
Dr1 = Dr2 = HF-Drossel etwa 1 mH (dafür kann man zwei Kreuzwickelspulen aus einem alten Superhetspulensatz verwenden, die man mit 6 mm Abstand auf ein Isolierstoffröhrchen schiebt und windungsgleich in Reihe schaltet)

Wenn für die Endstufe die LV 3 vorgesehen wird, müssen die im Abschnitt 15.1. erläuterten Hinweise bezüglich der Neutralisation und der Modulation beachtet werden.

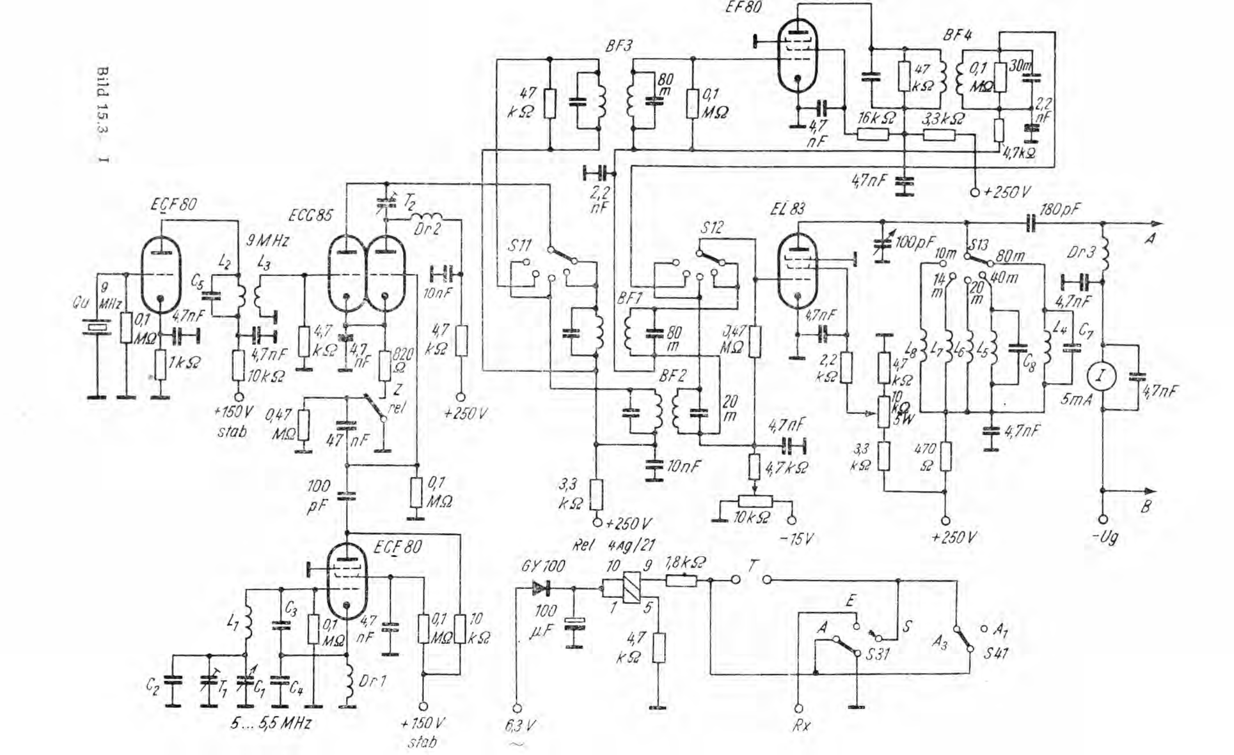
15.3. Allbandsender mit Super-VFO

Bild 15.3. zeigt eine interessante Senderschaltung, die trotz Allbandbetrieb mit geringem Aufwand auskommt. Man kann das Gerät ohne Schwierigkeiten stufenweise aufbauen und so in der ersten Ausbaustufe beispielsweise die Bänder 80 m und 10 m vorsehen. Wegen des Superprinzips sind bei sachgemäßem Aufbau und stabilisierten Betriebsspannungen für die Oszillatoren Rückwirkungen von den Leistungsstufen auf die frequenzbestimmenden Elemente ausgeschlossen.

Der VFO schwingt auf einer relativ hohen Frequenz (5,0 bis 5,5 MHz). In Verbindung mit einem Quarzoszillator für etwa 9 MHz (es eignen sich Quarze zwischen 8,8 und 9 MHz) erhält man hinter der Mischstufe als Summenfrequenz das 20-m-Band und als Differenzfrequenz das 80-m-Band. Um auf diesen Bändern arbeiten zu können, genügt es, dem Mischer eine Treiberstufe und die PA folgen zu lassen. Die Auswahl des richtigen Mischprodukts erfolgt durch zwei Bandfilter (BF1 und BF2).

Auf die Mischstufe folgt eine EL 83, die auf 80 m und 20 m als Treiber und auf 40 m und 10 m als Verdoppler arbeitet. Um die dadurch bedingten unterschiedlichen Steuerleistungen ausgleichen zu können, wurde ein Potentiometer zur Einstellung der Treiber- bzw. Verdoppler-Schirmgitterspannung vorgesehen.

Das 14-m-Amateurband läßt sich erreichen, wenn eine weitere Stufe als Verdreifacher vorgesehen wird. Dafür schaltet man hinter der Mischstufe auf ein 80-m-Bandfilter um, dessen Bandbreite nur knapp 100 kHz (3500 bis 3600 kHz) betragen muß. Hinter dem Verdreifacher (EF 80) steht dann eine Frequenz zwischen 10,5 und 10,7 MHz zur Verfügung, die in der EL 83 auf die Endfrequenz zwischen 21,00 und 21,45 MHz verdoppelt wird. Auch nach der Verdreifacherstufe wurde ein Bandfilter (BF4) angeordnet, obwohl die geringe Bandbreite (10,5 bis 10,7 MHz) zur Verwendung einer Resonanzdrossel verleiten könnte. Man sollte jedoch



EF 80
BF 3
BF 4
47 kΩ
80 m
0,1 MΩ
47 kΩ
0,1 MΩ
30 m
2,2 nF
4,7 nF
16 kΩ
3,3 kΩ
4,7 kΩ
2,2 nF
47 nF
+250 V
ECF 80
ECC 85
T_2
Dr 2
9 MHz
L_2
L_3
C_5
Qu
9 MHz
0,1 MΩ
4,7 nF
1 kΩ
4,7 nF
10 kΩ
+150 V stab
4,7 kΩ
4,7 nF
820 Ω
10 nF
4,7 kΩ
+250 V
Z rel
0,47 MΩ
47 nF
100 pF
0,1 MΩ
S 11
S 12
BF 1
80 m
BF 2
20 m
0,47 MΩ
4,7 nF
10 nF
3,3 kΩ
+250 V
4,7 kΩ
10 kΩ
−15 V
EL 83
100 pF
180 pF
S 13
10 m
80 m
14 m
20 m
40 m
4,7 nF
2,2 kΩ
4,7 kΩ
10 kΩ 5 W
3,3 kΩ
L_8
L_7
L_6
L_5
C_8
L_4
C_7
Dr 3
4,7 nF
A
I
5 mA
4,7 nF
470 Ω
4,7 nF
+250 V
B
−Ug
ECF 80
L_1
C_3
0,1 MΩ
4,7 nF
0,1 MΩ
10 kΩ
Dr 1
C_2
T_1
C_1
C_4
5 ... 5,5 MHz
+150 V stab
Rel 4Ag/21
GY 100
10
9
1
5
1,8 kΩ
T
100 µF
4,7 kΩ
E
A
S
S 31
A_3
A_1
S 41
6,3 V ~
Rx

Bild 15.3 I

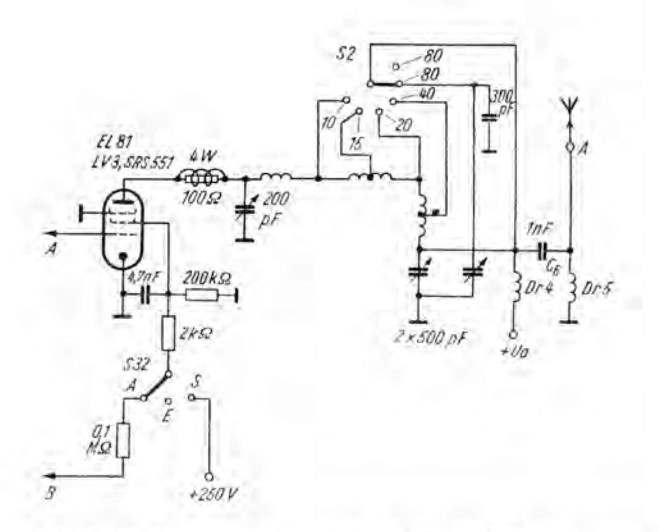


Bild 15.3. II' Schaltung eines Allbandsenders mit Super-VFO und Bandfiltervervielfacher. Zur Ansteuerung steiler PA-Röhren genügt im Treiber eine EF 80

immer versuchen, Neben- und Oberwellen von der Endstufe fernzuhalten.

Wegen der hohen Oszillatorfrequenz muß der Aufbau des VFO sorgfältig erfolgen. Die in SSB arbeitenden Stationen beweisen, daß es möglich ist, auch in diesem Frequenzbereich sehr stabile Oszillatoren herzustellen. Bei diesen Stationen sind die Anforderungen an die Frequenzkonstanz besonders hoch, weil sich sonst kein befriedigender SSB-Betrieb durchführen läßt.

In der Schaltung wird auf die Wiedergabe des Netzteils und des Modulators verzichtet. Diese Teile eines Senders sind immer wieder die gleichen.

Der Bereichschalter S1 muß 3 Schaltebenen und 5 Schalterstellungen haben. Wenn man eine keramikisolierte, stabile Ausführung erhalten kann, läßt sich auch S2 als vierte Schaltebene einbeziehen. Es ist aber zu berücksichtigen, daß an S2 erhebliche Spannungen und auch verhältnis-

mäßig große Strombelastungen durch HF-Ströme auftreten. Ferner muß die Ebene S2 von den anderen Schaltebenen gut abgeschirmt sein, weil sich sonst Verkopplungen, die zur Selbsterregung führen können, nicht vermeiden lassen. Auf Grund des Geradeausbetriebs der EL 83 auf den Bändern 80 m und 20 m müssen auch der Gitterkreis und der Anodenkreis dieser Röhre sowie die Schaltebene S13 von S11 und S12 abgeschirmt werden. Zwischen den Anoden der Mischröhre ECC 85 liegt der Trimmer T2. Er hat die VFO-Frequenz zu neutralisieren, so daß sie an S11 nicht mehr in Erscheinung tritt. Damit kann auch die dritte Harmonische des VFO (15,00 bis 16,5 MHz) nicht über das Bandfilter 2 zu den folgenden Stufen gelangen. Diese Harmonische liegt so dicht neben dem 20-m-Band, daß die Selektionsmittel des Treibers und der PA nicht ausreichen würden, um eine Abstrahlung mit Sicherheit zu verhindern. T2 wird so eingestellt, daß die HF-Spannung an der Anode des linken Röhrensystems gerade kompensiert wird. Zu diesem Zwecke schaltet man S1 auf 20 m, schließt am Schalter S11 ein Röhrenvoltmeter (HF-Tastkopf) an und legt den Quarzoszillator still (Quarz oder Röhre herausziehen). Nun stellt man T2 so ein, daß am Röhrenvoltmeter Spannungsminimum auftritt.
Die Tastung erfolgt in der Katodenleitung der Mischröhre. Sowohl der VFO als auch der Quarzoszillator schwingen also durch. Der Sender weist deshalb auch nach kurzer Einlaufzeit eine ausgezeichnete Frequenzstabilität auf. Voraussetzung ist eine sorgfältige Temperaturkompensation des frequenzvariablen Oszillators. Frequenzverwerfungen beim Tasten oder durch die Amplitudenmodulation sind ausgeschlossen.

Aufstellung der wichtigsten Bauelemente

L1 = 10 μH, keramische Spule mit aufgebrannten Silberwindungen (Hescho)

C1 = 10 ··· 40 pF (oder größere Kapazität durch Serienkondensator verkürzt)

C2 = 50 pF Calit und 10 pF Condensa F

C3 = C4 = 1 nF Tempa S oder Styroflex und 100 pF Condensa F parallelgeschaltet
C5 = 120 pF Styroflex
C6 = 1 nF Wulstrohrkondensator
L2 = 2,4 μH, Stiefelkörper mit Kern, etwa 15 Wdg., 0,5-mm-CuL
L3 = 3 Wdg. über kaltes Ende von L2, Draht 0,3-mm-CuLS

L4 = 11 μH, 40 Wdg., 0,6-mm-CuL	Spulenkörper 15 mm Durchmesser
L5 = 4 μH, 22 Wdg., 0,8-mm-CuL	
L6 = 2 μH, 14 Wdg., 0,8-mm-CuL, 15 lang	
L7 = 1 μH, 10 Wdg., 1-mm-CuL, 15 lang	
L8 = 0,65 μH, 8 Wdg., 1-mm-CuL, 15 lang	

C7 = 100 pF, Condensa N, 500 V
C8 = 50 pF, Condensa N, 500 V
L9 = etwa 0,6 μH (sehr stark von der Verdrahtung abhängig) etwa 5 Wdg., 25 Durchmesser, 25 mm lang, 1,5-mm-CuAg
L10 = etwa 1 μH, etwa 9 Wdg., 25 Durchmesser, 35 mm lang, 1,5-mm-CuAg
L11 = 14 μH, 40 Wdg., 35 Durchmesser, 60 mm lang, 1,0-mm-CuL

Die Anzapfung der Spule L11 liegt bei 25 Wdg. vom antennenseitigen Ende gerechnet, die Anzapfung an L10 bei 5 Wdg.

Es ist zweckmäßig, vor der Inbetriebnahme des Senders zu überprüfen, ob mit den vorgesehenen Spulen die gewünschten Frequenzbereiche auch tatsächlich erfaßt werden. Dazu dreht man den antennenseitigen Drehkondensator des Tankkreises halb ein. Mit dem Anodenkondensator C7 muß sich in den einzelnen Bändern Resonanz einstellen lassen. Das ist im 80-m-Band bei nahezu vollständig eingedrehtem Drehkondensator und in den höherfrequenteren Bändern bei immer weiter herausgedrehtem Kondensator der Fall.

Dr1, Dr2, Dr3 etwa 1 mH, 2 bis 3 Kreuzwickelspulen in Reihe

Dr4 = Dr5 = 100 Wdg., 0,4-mm-CuL auf 60 mm langem Ferritstab

BF1 und BF2 (s. Abschnitt 10.2.)

BF3 wie BF1, Dämpfungswiderstände jedoch 47 kΩ und 0,1 MΩ.

BF4 = Bandfilter für 10,6 MHz, Spulen 3,8 μH, etwa 20 Wdg., 0,3-mm-CuL auf Stiefelkörper 10 Durchmesser, Abstand der Spulenkörper etwa 20 mm (Langloch zum Einstellen vorsehen) Kondensatoren 50 pF Styroflex, Dämpfungswiderstände 47 kΩ und 0,1 MΩ.

16. Bemerkungen zur Entwicklungstendenz des Kurzwellen-Amateur-Senderbaus

Wer sich heute einen leistungsfähigen Kurzwellensender mit erheblichem materiellen Einsatz und großem Arbeitsaufwand bauen will, sollte sich zuerst Klarheit über den neuesten technischen Stand sowie über die sich anbahnende Entwicklung verschaffen. Ferner muß er sich genau überlegen, welche Anforderungen er an das Gerät stellen will; soll es nur für den Telegrafieverkehr und für gelegentliche Telefonieverbindungen verwendet werden oder ist vorzugsweise Telefonieverkehr beabsichtigt. Die Frage „Röhrenbestückung oder weitgehende Verwendung von Transistoren" hat weniger Bedeutung, wohl aber die Frage nach den im Amateurfunk gebräuchlichen Betriebsarten. Wer nur Telegrafiebetrieb durchführen möchte, hat in dieser Beziehung keine Sorgen. CW-Begeisterte wird es immer geben; sie können nach den in diesem Heft und in Band 62 dargestellten Prinzipien arbeiten und ohne Bedenken einen 300-W-Sender in konventioneller Technik aufbauen.

Anders sieht es bei Telefonieverkehr aus. Die starke Belegung der Amateurbänder zwingt immer mehr dazu, mit den verfügbaren Frequenzbereichen hauszuhalten. Das bedeutet aber eine radikale Einengung der Bandbreiten der ausgestrahlten Signale. Der einzig gangbare Weg, dieser Forderung auch bei Telefoniebetrieb entgegenzukommen, ist die Anwendung der Einseitenbandtelefonie (SSB-Betrieb). Auf den DX-Bändern hört man heute bereits mehr SSB- als AM-Stationen. Es wird immer aussichtsloser, in Amplitudenmodulation mit DX-Stationen in Verbindung zu kommen. Eine ähnliche Entwicklung zeichnet sich auch auf dem 80-m-Band ab. Man kann feststellen, daß es die Mehrzahl der Amateure vorzieht, sich einen SSB-Sender zuzulegen, statt den Bau eines herkömmlichen 200- bis 300-W-Senders zu erwägen. Die Vorzüge, die diese Be-

triebsart aufweist, sind unübersehbar. Deshalb ging auch der kommerzielle Funkdienst zur Einseitenbandmodulation über. Im allgemeinen ist ein 100-W-SSB-Sender genausogut wie ein 1-kW-Sender mit Amplitudenmodulation. Des weiteren benötigt der SSB-Sender weniger als die Hälfte der Bandbreite eines AM-Senders; selektiver Schwund und Interferenzstörungen durch die sich überlagernden Träger treten nicht auf. Mit relativ kleinen, billigen PA-Röhren lassen sich große Sendeleistungen erzielen, weil die SSB-Endstufe nur impulsartig belastet wird. Mit 2 × PL500 können bei 600 V Anodenspannung 300 W erreicht werden.

Der materielle Aufwand für einen SSB-Sender ist größer, als der für einen Sender herkömmlicher Bauart. Der Amateur muß auch umfangreichere technische Kenntnisse und Fertigkeiten besitzen, wenn er sich an den Bau eines Einseitenbandsenders heranwagen will.

Der Anfänger wird sich deshalb immer zuerst mit der konventionellen Sendertechnik beschäftigen müssen. Erst wenn er vielfältige technische Erfahrungen und Kenntnisse erworben hat, kann er sich entweder als „CW-Mann" den Aufbau eines leistungsstarken Senders mit der Stufenfolge VFO – BU – FD – FD – TR – PA vornehmen oder bei Interesse am Telefonieverkehr einen SSB-Sender aufbauen. Mit einem SSB-Sender läßt sich selbstverständlich auch in Telegrafie und herkömmlicher Amplitudenmodulation mit vollem Träger arbeiten.

In diesem Zusammenhang sei gesagt, daß entgegen vieler unsachlicher Diskussionen ein SSB-Sender auch mit wenigen Quarzen nach dem Prinzip der Phasenmethode zu einwandfreier Funktion zu bringen ist. Das beweisen täglich die Stationen, die mit dieser Methode arbeiten, ohne daß man dem Signal die Herkunft anhört.

Wenn in der vorliegenden Broschüre auf ausführliche Baubeschreibungen einer Vielzahl von Senderschaltungen verzichtet wurde, dann deshalb, weil der Broschürenumfang dazu zwang und es wichtiger erschien, die funktionellen Zusammenhänge der Senderstufen zu erläutern. Mit diesen

Kenntnissen und den zahlreichen Details in den einzelnen Abschnitten kann es dem interessierten Amateur nicht schwer fallen, sich selbst eine geeignete Schaltung zusammenzustellen. Ferner sei auf die einschlägigen Fachzeitschriften, besonders den *funkamateur*, verwiesen, in denen Baubeschreibungen erprobter Amateursender gebracht werden, denen aber häufig die theoretischen Erklärungen fehlen.

Literaturhinweise

[1] Zeitschrift funkamateur, Bände 1960 bis 1964, Deutscher Militärverlag

[2] Spillner: Der 2-Röhren VFO, DL-QTC, Heft 4/1963 und 8/1963

[3] Streng: Quarzoszillatoren, funkamateur, Heft 11 und 12/64

[4] Kania: Einfacher Quarz-Obertonoszillator, DL-QTC, Heft 10/1960

[5] Reinhold: Abgleich der PA-Drossel, funkamateur, Heft 8/1964

[6] Brauer: Bemerkungen zur praktischen Ausführung des Collins-Tankkreises, funkamateur, Heft 3/1957

[7] Autorenkollektiv: Amateurfunk, 4. Auflage, Deutscher Militärverlag

[8] Schröder: Elektrische Nachrichtentechnik, Band I und II, Verlag für Radio-Foto-Kinotechnik

[9] Klanert: Ein 200-Watt-KW-Sender für unsere Radioklubs, funkamateur, Heft 7/1962

[10] Hoschke: Einknopfvervielfacher für alle Bänder, Funktechnik, Heft 6/1953

[11] Kott: Bandfilter für Vervielfacherstufen im KW-Amateursender, funkamateur, Heft 7/1962

[12] Meyenburg: Bandfilter in Senderschaltungen, funkamateur, Heft 6/1963

[13] Wehmeyer: Ein Bandfilter-Vervielfacher, DL-QTC, Heft 6/1959

[14] Sack: Die Wave-Station, DL-QTC, Heft 9/1961

[15] Linde: Hochstabiler Bandfiltersender für die Amateurbänder 80 m bis 15 m mit Super-VFO (VFX), funkamateur, Heft 7/1963

[16] Busse: Schaltung für einen Bandfiltersender, funkamateur, Heft 7/1964

[17] Schmiedeberg: Vollelektronische BK-Tastung, DL-QTC, Heft 2/1963

[18] Benker: Einfache vollelektronische Morsetaste mit Punkt- und Strichspeicherung, Funktechnik, Heft 11/1965

[19] Benker: Elektronische Morsetaste mit Zener-Tastatur sowie Punkt- und Strichgruppen-Speicherung, Funktechnik, Heft 17/1965

[20] Traxler: Widerstandsanpassung durch HF-Transformatoren, funkamateur, Heft 8/1964

[21] Hoschke: Wirkungsvoller TVI-Tiefpaß, DL-QTC, Heft 5/1961

[22] Walla: Einfache Transistor-Voice-Control, DL-QTC, Heft 6/1961

[23] Weimann: Eine Grounded-Grid-Clamp-Linear-Endstufe, DL-QTC, Heft 9/1964

[24] Spillner: Netzgerät für 1300 Volt mit Siliziumdioden, DL-QTC, Heft 2/1964

[25] Schlegel: 1-kW-Linearendstufe für den SSB-Sender, funkamateur, Heft 5/1966

[26] Brauer: Modulationsarten und Modulatorschaltungen, Der praktische Funkamateur, Band 32

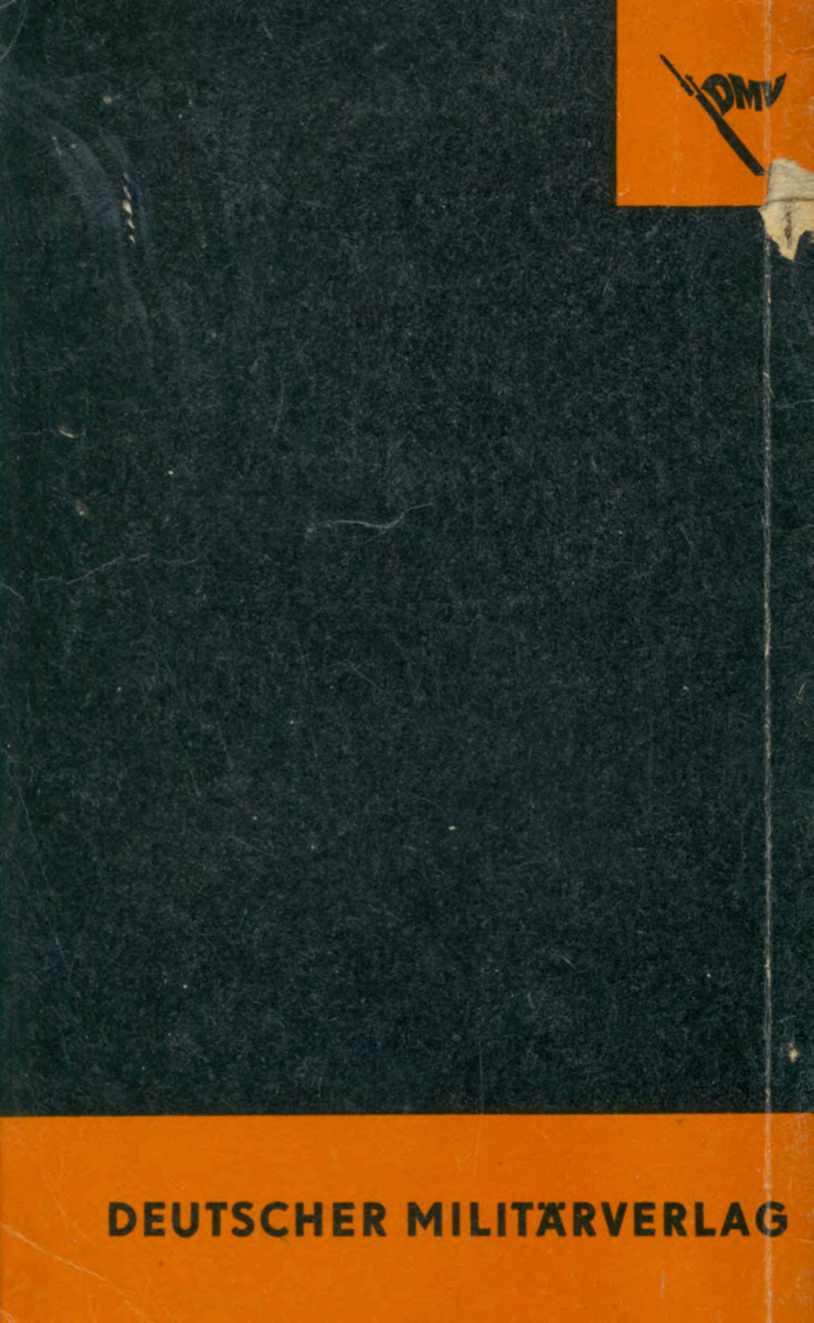
[27] Brauer: Einseitenbandtechnik, Der praktische Funkamateur, Band 39

[28] Diefenbach: Antennenanpaßgerät mit Umschaltrelais für Amateurfunkanlagen, Funktechnik, Heft 3/1961

[29] Hellbarth: Frequenzvervielfacher mit Transistoren, Funktechnik, Heft 16 und 17/1965

[30] Jakubaschk: Das große Elektronikbastelbuch, Deutscher Militärverlag

[31] Die neue Bastlerschaltung, Netzgeräte, 1/64, Werbeschrift des VEB Halbleiterwerk Frankfurt/O.


DMV
DEUTSCHER MILITÄRVERLAG